MITTEILUNGEN

AUS DEM

FERNMELDETECHNISCHEN ZENTRALAMT

BAND II

1952-1953

DARMSTADT

Laboratorium
für Ultrakurzwellentechnik
und Ultraschall
Professor A. Esau
Technische Hochschule Aachen

I N H A L T

H. DÜLL und G. PLEUGER	Bespulung von Bezirks- und Netzgruppenkabeln für die Übertragung des erweiterten Frequenzbandes aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 1 und 2
P. BARKOW	Über Linearitätsgrenzen von Diskriminatorschaltungen, insbesondere bei Breitband-Richtverbindungssystemen mit FM aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 2
GOTTFRIED BAYER	Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 35 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal (Dreibandbetrieb) aus Fernmelde-Praxis (1952) Heft 3
R. FÜHRER	Zur Einführung eines neuen Fernsprechwählsystems bei der Deutschen Bundespost aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 2 und 3
J. ABART	Das Fernsprechwählsystem 50 für den Ortsdienst aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 2 und 3
F. RING	Übertragungseigenschaften der V 60 — Trägerfrequenzgeräte aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 3 und 4
E. SÜNRAM	Zulässige Toleranzen der Bauelemente für Rundfunkleitungs-Entzerrer aus Fernmelde-Praxis (1952) Heft 6
R. HOFFMANN und J. MÜLLER	Trägerfrequente Kabelübertragung auf Fernsehzubringerleitungen aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 4
K. HALLER und O. REHEUSSER	Der Streifenschreiber T 68a aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 5
HERBERT SCHNITGER und DIETER WEBER	Die experimentelle Prüfung der Theorie kleiner Signale der Wanderfeldwendelröhren aus A. E. Ü. (1952) Heft 6
A. MATTERN	Neue Prüfeinrichtungen für Fernämter 36 aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 6
E. DIETRICH	Ergebnis einer Besichtigung von Richtfunkstrecken in USA aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 7
J. GROSSKOPF	Das Reflektometer als Meßinstrument im Kurzwellenbereich aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 7
H. J. KINDERMANN	Dauerprüfung von Nummernschaltern aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 7
W. KRONJÄGER und H. WALLOR	Über die Eignung des Grenz- und Ultrakurzwellenbereichs für den Aufbau eines Rheinfunk-Sprechdienstes aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 7
F. KIRSCHSTEIN und H. BÖDEKER	Die Verformung der Modulation beim Fernsehempfang und die Möglichkeiten ihrer Entzerrung aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 8
H. DÜLL	Das neue Trägerfrequenz-Fernkabel der Deutschen Bundespost aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 8
J. BUGDAHN	Der Einfluß von nichtverzerrenden Verlängerungsleitungen in Zweidrahtendfeldern auf die Stabilität aus Fernmelde-Praxis (1952) Heft 16
GOTTFRIED BAYER	Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 47 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal (Dreibandbetrieb) aus Fernmelde-Praxis (1952) Heft 17

K. BRAUN und H. KOSCHEL	Der Bezugsdämpfungs-Meßplatz mit direkter Anzeige und seine Bedeutung für die Verbesserung des Fernsprechens aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 10
RUDOLF RASCH	Rauschmessungen bei Fernsehübertragungen aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 10
E. A. PAVEL und H. v. SCHAU	Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 12
WERNER SCHOLZ	Richtfunkverbindungen auf Ultrakurzwellen für den Fernseh-Programmaustausch mit Berlin aus FTZ, Jahrg. 5 (1952) Heft 12
W. KRONJÄGER	Aktuelle Probleme des UKW-Hafen-, -Küsten- und -Wasserstraßen-Funkdienstes aus VDE-Fachberichte (1952) Band 16
F. SCHIWECK	Neuzeitliche Probleme und Lösungsmöglichkeiten der Amtstechnik öffentlicher Fernschreibdienste aus VDE-Fachberichte (1952) Band 16
OTTO PETER	Prüfung der Sublimateindringung bei der Holzimprägnierung mit Röntgenstrahlen und künstlich-radioaktivem Quecksilber aus „Holz als Roh- und Werkstoff" (1953) Band 11
P. BARKOW	Übertragungswerte für Richtfunk-PPM-Systeme aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 1
G. BRETTSCHNEIDER	Ein Wählsternanschluß neuer Ausführung aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 2
K. O. SCHMIDT	Der Stand der Entwicklung von Richtfunkgeräten und der Planung von Richtfunkverbindungen in der Deutschen Bundesrepublik aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 2
H. SCHNITGER und D. WEBER	Messungen an einer Wanderfeldwendelröhre für 10 Watt Leistung bei 15 cm Wellenlänge aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 2
B. BECKMANN	Ionosphärenwetter und Funkwetter aus ETZ-A (1953) Heft 5
EUGEN MEINEL	Die Arbeitsweise des 20/40-kW-Einseitenband-Telefoniesenders der Firma Telefunken aus Fernmelde-Praxis (1953) Heft 7
E. DEMUS	Untersuchungen an Fernseh-Studio-Einrichtungen mit Hilfe von Synchronisierimpulsen veränderlicher Phasenlage aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 5
E. DIETRICH, E. WEINGÄRTNER, K. O. SCHMIDT, F. KIRSCHSTEIN, und J. MÜLLER, R. HOFFMANN, H. BÖDEKER	Neue Fernseh-Richtfunkverbindungen der Deutschen Bundespost aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 5 und 6
H. GRAZIADEI	Eine Lösung für einen praktisch frequenzunabhängigen Übergang zwischen einem HF-Koaxialkabel und einer erdsymmetrischen HF-Leitung aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 7
J. MÜLLER	Über den Zusammenhang von Einschwingverhalten und Bildgüte bei Fernsehübertragungssystemen aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 7
HERBERT SCHNITGER und DIETER WEBER	Über ein Verfahren zur Verringerung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 7

H. KRÖMER	Der Drifttransistor aus „Die Naturwissenschaften", 40. Jahrg. (1953) Heft 22
HERBERT SCHNITGER	Die Messung der Welligkeit des Elektronenstrahls einer Wanderfeldwendelröhre aus A. E. Ü. (1953) Heft 7
H. SCHNITGER und D. WEBER	Die Wanderfeldröhre als Hilfsmittel der Zentimeterwellen-Meßtechnik aus VDE-Fachberichte (1953) Band 17
F. KIRSCHSTEIN	Die Übertragungseigenschaften der deutschen Fernseh-Leitungen aus VDE-Fachberichte (1953) Band 17
J. GROSSKOPF	Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 8
WERNER SCHOLZ	Fortschritte der Funk-Entstörung aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 8
A. DEMAN	Die Feinsicherung F 49 aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 9
E. MEINEL	Die Funkeinrichtungen der Langwellen-Telegrafiestation Mainflingen bei Aschaffenburg aus FTZ, Jahrg. 6 (1953) Heft 11
B. BECKMANN	Ein einfaches Verfahren zur Beobachtung von mehrfachen Ausbreitungswegen an Telegraphiesignalen aus Fernmelde-Praxis

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, Heft 1/2, JANUAR/FEBRUAR 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Bespulung von Bezirks- und Netzgruppenkabeln für die Übertragung des erweiterten Frequenzbandes

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

Von **H. Düll** und **G. Pleuger**

Mit 17 Abbildungen

DK 621.315.21

Für die zwischenstaatlichen Leitungen empfiehlt das CCIF die Übertragung eines Frequenzbandes von 300 ... 3400 Hz. Die Übermittlung dieses breiten Frequenzbandes bis zum Teilnehmer macht eine Änderung der Bespulung der Zubringerleitungen erforderlich.
Im I. Teil der Arbeit werden die für diese Leitungen maßgebenden allgemeinen technischen und wirtschaftlichen Zusammenhänge unter Berücksichtigung der Dämpfung für die Schwerpunktsfrequenz von 800 Hz einerseits und für die höchste zu übertragende Frequenz von 3400 Hz anderseits untersucht.
Im II. Teil der Arbeit werden die auf Grund dieser Untersuchungen empfohlenen neuen Bespulungsarten beschrieben und die Leitungseigenschaften als Funktion der Frequenz dargestellt.
Die entsprechenden Maßnahmen ausländischer Verwaltungen, ebenso die neue Bespulung von Rundfunkleitungen im Gebiet der Bundespost werden in weiteren Abschnitten des II. Teils behandelt. Der Schluß gibt einen Überblick über die Formeln für die Berechnung von Dämpfungsmaß, Phasenmaß und Wellenwiderstand bespulter Leitungen.

I. Teil

1. Aufgabenstellung

Bereits im Jahre 1937 hatte das CCIF die Frage der Frequenzbanderweiterung aufgeworfen [1, 2] und die deutsche Verwaltung entsprechende Untersuchungen eingeleitet. In einer Studie aus dem Jahre 1940 [3] wird u. a. die Frequenzbanderweiterung bei belasteten Fernsprechkabeln für den Weitverkehr erörtert. Inzwischen hat sich die Problemstellung insofern geändert, als für den Weitverkehr in erster Linie unbespulte Trägerfrequenzleitungen verwendet werden sollen und nur für die Zubringerleitungen vorläufig vorwiegend belastete Leitungen in Frage kommen.

Bei den Weitverkehrsleitungen der Deutschen Bundespost wird das vom CCIF empfohlene Frequenzband 300 ... 3400 Hz in unbespulten sternverseilten TF-Fernkabeln mittels TF-Vielbandsystemen mit einem Trägerabstand von 4000 Hz übertragen. Für die Übermittlung dieses breiten Frequenzbandes auf den niederfrequent betriebenen bespulten Leitungen ist es erforderlich, das bisher angewandte Bespulungssystem zu ändern. Dies kommt zunächst für neue Bezirks- und Netzgruppenkabelanlagen sowie für die bespulten Ortsverbindungsleitungen in größeren Ortsnetzen in Betracht.

2. Dämpfungswerte in der Netzgruppe

Grundlage und Ausgangspunkt für die Beurteilung der verschiedenen Bespulungsmöglichkeiten sind der neue Dämpfungsaufteilungsplan und die Häufigkeitssummenkurve der Entfernungen Verteilfernamt (VF)—Knotenamt (KA)—Ortsamt (OA). Bei der neuen Dämpfungsaufteilung für die Fernsprechnetze (Abb. 1) wird bestimmt, daß die Durchgangsdämpfung (b_1) der Fernleitungskette VF ... VF — gegebenenfalls auch über ein Durchgangsamt (DF) — einschließlich der Amtsdämpfung, Gabelschaltungen und der Fernleitungsübertrager $b_1 = 0 \pm 0{,}4$ N beträgt, daß ferner die Dämpfung (b_2) des Leitungsabschnittes VF ... OA ohne Amtsdämpfung $b_2 = 0{,}9$ N ist. Befindet sich in diesem Leitungszug ein Knotenamt, so erhält man unter Berücksichtigung der Amtsdämpfung des Knotenamtes mit 0,1 N eine reine Leitungsdämpfung für den Abschnitt VF ... OA in der Höhe von $b_2 = 0{,}8$ N. Eine Überschreitung des Wertes von b_2 um maximal 0,1 N ist in Ausnahmefällen zulässig, wenn der angegebene Richtwert nur mit beträchtlichen Mehrkosten eingehalten werden kann.

Aus der Häufigkeitssummenkurve der Entfernungen Verteilfernamt (VF)—Knotenamt (KA)—Ortsamt (OA)

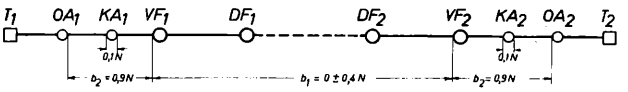


Abb. 1. Dämpfungsaufteilung in Fernsprechnetzen

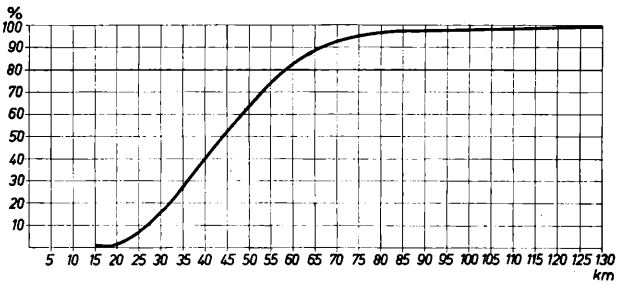


Abb. 2. Häufigkeitssummenkurve der Entfernungen Verteilfernamt (VF) — Knotenamt (KA) — Ortsamt (OA). Zahl der erfaßten Ortsämter 734

(Abb. 2) ergibt sich, daß in 80 % der Fälle die Länge der Kabelleitung zwischen VF und OA bis zu 58,5 km beträgt. Nach dem Dämpfungsaufteilungsplan ist für die Strecke VF ... OA eine Leitungsdämpfung bis zu 0,8 N zulässig; davon sind bei Verwendung von DM-verseilten Kabelleitungen mit Phantomausnutzung noch $3 \times 0{,}05$ N für die Fernleitungsübertrager im KA und OA abzuziehen, während der Fernleitungsübertrager im VF einschließlich der Dämpfung dieses Amtes durch den Verstärker im VF entdämpft wird. Somit ergibt sich zunächst eine reine Leitungsdämpfung von 0,65 N und eine spezifische Leitungsdämpfung von 11,1 mN/km. Da aber nach den Untersuchungen und Messungen der deutschen Fernmeldeindustrie [4] die Dämpfung der Fernleitungsübertrager auf mindestens 0,03 N gesenkt werden kann, erhält man für die Leitungslänge von 58,5 km eine Dämpfung von

$$0{,}8 - 3 \times 0{,}03 = 0{,}71 \text{ N}$$

und eine spezifische Dämpfung von 12,1 mN/km. Von diesem Wert (12,1 mN/km) wird bei den weiteren Über-

legungen und Berechnungen für die DM-verseilten Kabelleitungen mit Phantomausnutzung ausgegangen.

Nimmt man bei den sternverseilten Kabelleitungen — entsprechend der bisherigen Übung — an, daß die Phantomkreise nicht für Fernsprechzwecke benutzt werden und daß die Stammleitungen auf Strecken, die keiner Starkstrombeeinflussung unterliegen, nicht mit Fernleitungsübertragern abgeschlossen werden, so kann man auf den Leitungen mit Gleichstromwahl arbeiten, die billiger als Wechselstromwahl ist. Einer Leitungsdämpfung von 0,8 N für die Strecke VF ... OA entspricht dann wegen Wegfalls der Ringübertrager eine Dämpfung von 13,6 mN/km. Man könnte also bei Gleichstromwahl dünnere sternverseilte Leitungen ohne Phantomausnutzung verwenden.

Bei dem bisherigen deutschen Bespulungssystem betrug für die größte gebräuchliche Leiterstärke von 1,4 mm Cu die Dämpfung 9,5 mN/km bei 800 Hz. Entsprechend dem neuen Dämpfungaufteilungsplan konnte also im Zusammenhang mit der Erweiterung des Frequenzbandes ein größerer Wert für die kilometrische Dämpfung zugelassen werden, so daß die bereits gebräuchlichen Leiterstärken ausreichend scheinen. Die bisherigen Leitungen hatten eine Spuleninduktivität von 140 mH in den Stammkreisen bzw. 56 mH in den Phantomkreisen, einen Spulenabstand von 1,7 km und eine Grenzfrequenz von 3400 Hz bzw. 4300 Hz. Das auf diesen Leitungen übertragene Frequenzband umfaßt einen Bereich von 300 ... 2400 Hz. Zur Erweiterung des Frequenzbandes konnten folgende Wege beschritten werden:

a) Verkürzung des Spulenabstandes unter Beibehaltung der bisherigen Spuleninduktivitäten;
b) Änderung der Spuleninduktivitäten unter Beibehaltung des bisherigen Spulenabstandes;
c) Änderung des Spulenabstandes und der Spuleninduktivitäten.

3. Verseilungsarten und Bespulungsmöglichkeiten

a) DM- und Sternverseilung

Die Untersuchungen erstreckten sich auf Kabel in DM- und Sternverseilung mit den Leiterstärken 1,4 mm, 1,2 mm und 0,9 mm. Zur Klärung der vielfach diskutierten Frage, ob eine Phantombespulung auch bei Sternverseilung zu empfehlen wäre, mögen die nachstehenden Darlegungen dienen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß außer der Dämpfung bei der Schwerpunktsfrequenz 800 Hz auch die Dämpfung bei der höchsten zu übertragenden Frequenz 3400 Hz beachtet werden muß, da durch zu starke Dämpfungsverzerrung ($\Delta\beta = \beta_{3400} - \beta_{800}$) die Ausdehnung des Frequenzbandes illusorisch gemacht werden würde.

Bekanntlich hat der DM-Phantomkreis die 1,6fache Betriebskapazität der Stammkreise und der Sternphantomkreis bei den üblichen Aufbauten etwa die 2,75fache Betriebskapazität der Stammkreise. Betrachtet man unter den verschiedenen Pupinisierungsmöglichkeiten einmal eine Bespulung, mit der man für Stamm- und Phantomkreise etwa die gleiche Grenzfrequenz erhält, und zum anderen eine Bespulung, die für Stamm- und Phantomkreise in erster Annäherung die gleiche Dämpfung bei 800 Hz ergibt, so erhält man für 1,4 mm Leiterstärke die in Abb. 3 gezeichneten frequenzabhängigen Dämpfungskurven für zwei verschiedene Spulenabstände s_0 und $^3/_4\, s_0$ ($s_0 \approx 1600$ m) bei gleichen Spuleninduktivitäten. In Tafel 1 sind die sich aus der Abb. 3 ergebenden Dämpfungswerte für 800 und 3400 Hz zusammengestellt.

Bei etwa gleicher Grenzfrequenz für Stamm- und Phantomkreise hat demnach der Sternphantomkreis bei 800 Hz eine um 50 % höhere Dämpfung als der DM-Phantomkreis, bzw. bei etwa gleicher Dämpfung für 800 Hz ($\beta_{800\,St} \approx \beta_{800\,Ph}$) ist infolge der niedrigen Grenzfrequenz die Dämpfungsverzerrung im Sternphantomkreis außerordentlich hoch (dabei liegt die Dämpfung selbst noch um wenigstens 10 % höher als in den anderen Kreisen). Könnte man Stamm- und Phantomkreise getrennt verwenden, d. h. jeden Sprechkreis seiner spezifischen Dämpfung entsprechend einsetzen, so würden DM- und Sternverseilung mit Phantombelastung im Mittel wirtschaftlich gleich erscheinen. Da in der Praxis der Kabelplanung aber der höhere Dämpfungswert maßgebend ist, muß man bei der Planung von DM-Kabelanlagen den Dämpfungswert der Stammleitung, bei der Planung von Sternkabelanlagen den Dämpfungswert der Phantomleitung zugrunde legen. Dann erscheinen Sternkabel mit Phantomausnutzung ungünstiger als DM-Kabel.

Unabhängig davon können nach den Ausführungen unter 2 in einigen Fällen Gleichstromwahl und Sternkabel ohne Phantomausnutzung zweckmäßig sein. Zwar hat man dabei eine um 50 % erhöhte Leiterzahl anzusetzen, aber man kann bei Wegfall der Ringübertragerdämpfung und des Ballastwiderstandes der Phantomspulen mit geringerem Leiterdurchmesser auskommen.

Tafel 1

	$f_{0\,St} \approx f_{0\,Ph}$				$\beta_{800\,St} \approx \beta_{800\,Ph}$				Nur Stammpupinisierung
	Stamm		Phantom		Stamm		Phantom		
	DM	Stern	DM	Stern	DM	Stern	DM	Stern	Stern
				$s = s_0 \approx 1600$ m					
β_{800}	12,0	11,6	9,8	14,9	11,6	12,0	11,4	12,7	11,0 mN/km
β_{3400}	15,8	15,3	13,5	18,9	15,3	15,8	13,6	24,2	14,5 ,,
$\Delta\beta$	3,8	3,7	3,7	4,0	3,7	3,8	2,2	11,5	3,5 ,,
				$s = \frac{3}{4} \cdot s_0$					
β_{800}	11,1	10,7	9,1	13,5	10,7	11,1	10,4	11,8	9,9 mN/km
β_{3400}	14,9	14,5	12,9	17,3	14,5	14,9	13,1	18,9	13,4 ,,
$\Delta\beta$	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	3,8	2,7	7,1	3,5 ,,

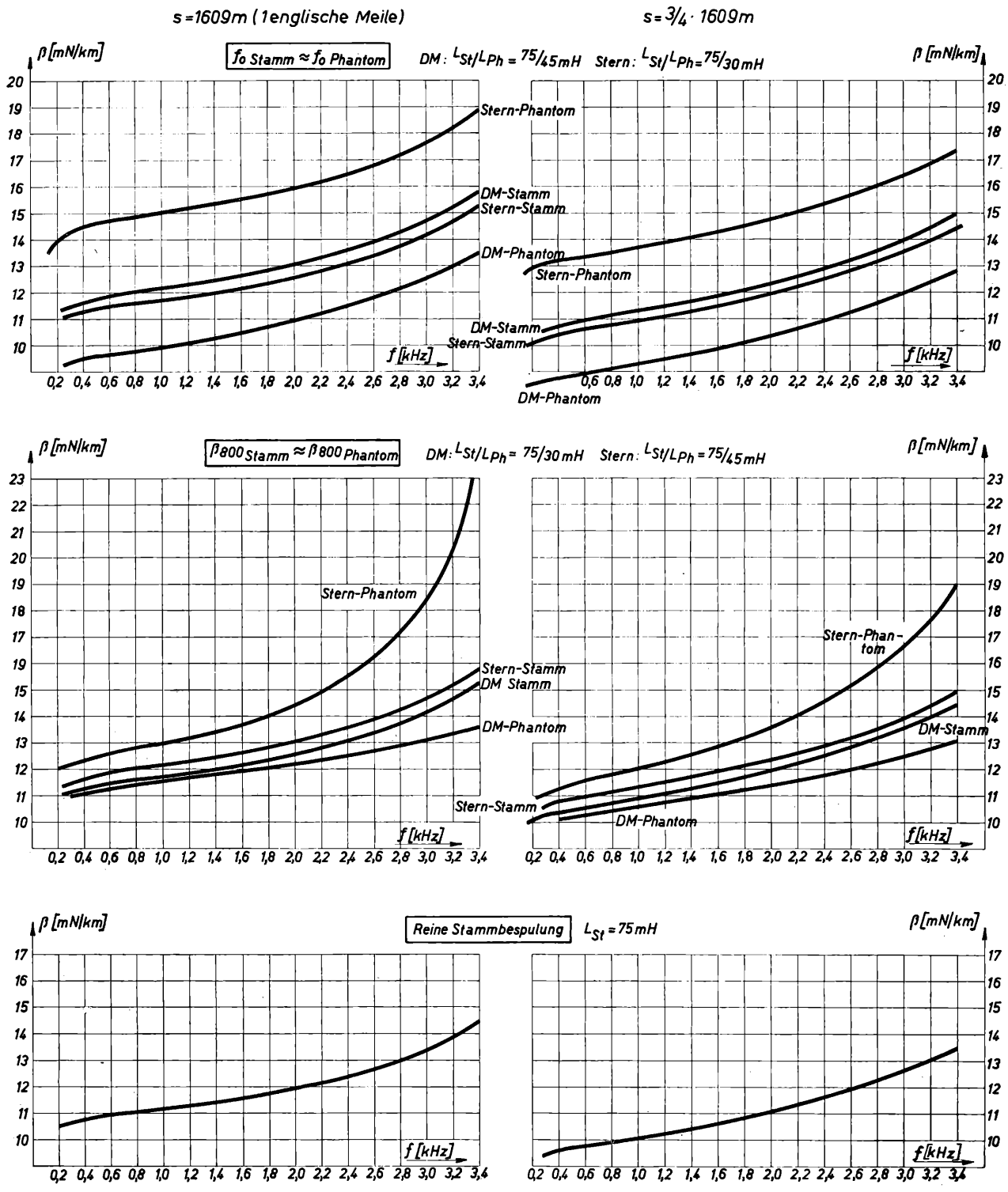


Abb. 3. Frequenzabhängige Dämpfungskurven für 2 verschiedene Spulenabstände für DM- und sternverseilte Kabelleitungen bei 1,4 mm Leiterstärke und 2 verschiedenen Verhältnissen von Stamm- und Viererinduktivität

b) Zeitkonstante der Spulen und Induktivitätsverhältnis von Stamm- und Phantomkreis

Bei gegebener Leiterstärke und Verseilungsart beeinflußt die Zeitkonstante der Spulen das optimale Bespulungssystem, außerdem spielt das Verhältnis der Induktivität von Stamm- und Phantomkreis $L_{St} : L_{Ph}$ eine Rolle. Eine größere Zeitkonstante, d. h. eine geringere Ω/H-Zahl der Spulen, ist im allgemeinen wirtschaftlicher als die Verwendung einer größeren Leiterstärke. Daher wurden den Ermittlungen die magnetischen Kerne von Fernkabelspulen und z. B. nicht von Zwergspulen zugrunde gelegt. Das Verhältnis $L_{St} : L_{Ph}$ betrug bisher sowohl für die mittelschweren als auch für die leichten Spulen des deutschen Fernsprechnetzes 2,5 (140/56 bzw. 30/12 mH). Ein Verhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ bringt bei DM-Verseilung durch die stärkere Bespulung des Phantomkreises für diesen eine wesentlich geringere Dämpfung als für die Stammleitungen, gleichzeitig bedeutet die stärkere

Induktivität des Phantomkreises aber einen etwas höheren Ballastwiderstand für die Stammkreise, und zwar steigt der Gleichstromwiderstand der Satzschaltung im Stamm um etwa 25 %. Die Untersuchungen wurden mit beiden Verhältniszahlen für $L_{St} : L_{Ph}$ durchgeführt.

c) Einfluß von Grenzfrequenz und Spulenabstand auf Kabelwiderstands-, Kabelableitungs- und Spulenwiderstandsdämpfung

Die nachstehende Näherungsformel für die Dämpfung (28 b) im theoretischen Anhang läßt den Einfluß der Kabel- und Spulenwerte sowie des Spulenabstandes erkennen.

$$\beta = \frac{\pi R_0 C}{2} f_0 s \frac{1 - \frac{2}{3}\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}} + \frac{\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_k}}{2\pi f_0 s} \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}},$$

$$C = C_0 + \frac{C_s}{s},$$

$\frac{1}{\tau_s} = \frac{R_s}{L_s}$ reziproker Wert der Zeitkonstante der Spulen;

$\frac{1}{\tau_k} = \frac{G_0}{C_0}$ reziproker Wert der Zeitkonstante der Kabel;

$\eta = \frac{f}{f_0}$ (f_0 = Grenzfrequenz der Leitung).

Das erste Glied in der Dämpfungsformel gibt den Anteil durch den Kabelwiderstand (R_0) an, das zweite Glied erfaßt die Dämpfung durch den Spulenwiderstand (R_s enthalten in $\frac{1}{\tau_s}$) und durch die Kabelableitung (G_0 enthalten in $\frac{1}{\tau_k}$).

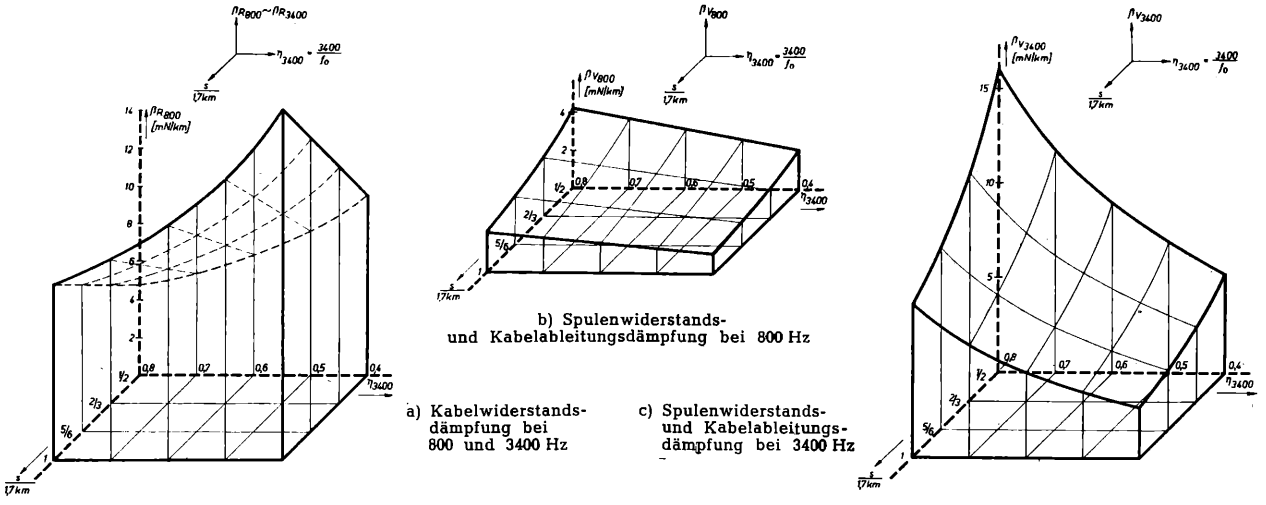
$$\beta_{R_0} = \frac{\pi R_0 C}{2} \cdot f_0 s \frac{1 - \frac{2}{3}\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}},$$

$$\beta_{R_s} = \frac{\frac{1}{\tau_s}}{2\pi f_0 \cdot s} \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}},$$

$$\beta_{G_0} = \frac{\frac{1}{\tau_k}}{2\pi f_0 \cdot s} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}}.$$

Spulenwiderstands- und Kabelableitungsdämpfung (β_{R_s} und β_{G_0}) zeigen also die gleiche Abhängigkeit vom Spulenabstand s und von der Grenzfrequenz f_0 und gewinnen um so größeren Einfluß gegenüber der Kabelwiderstandsdämpfung (β_{R_0}), je kleiner s und f_0 werden. In den Abb. 4 a bis c sind die einzelnen Dämpfungsanteile als Funktion des Spulenabstandes und der Grenzfrequenz für 1,4-mm-Stammleitungen ($L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$) bei 800 und 3400 Hz in Form von Raumkurven dargestellt. Die Kabelwiderstandsdämpfung zeigt nur eine geringe Abhängigkeit von der Frequenz, da der Faktor $\frac{1 - \frac{2}{3}\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}}$ in dem in Frage kommenden Bereich verhältnismäßig wenig frequenzabhängig ist, infolgedessen ist für 800 Hz und 3400 Hz nur ein Diagramm — 4 a — gezeichnet, dagegen unterscheiden sich $\beta_V = \beta_{R_s} + \beta_{G_0}$ außerordentlich bei 800 und 3400 Hz — besonders bei kleinen Spulenabständen — und lassen an den Diagrammen 4 b und 4 c den Grund für die starke Dämpfungsverzerrung gut erkennen.

Eine Beibehaltung der bisherigen Spuleninduktivitäten mit 140/56 mH und eine Halbierung des Spulenabstandes von 1,7 km auf 0,85 km würde z. B. bei den



a) Kabelwiderstandsdämpfung bei 800 und 3400 Hz

b) Spulenwiderstands- und Kabelableitungsdämpfung bei 800 Hz

c) Spulenwiderstands- und Kabelableitungsdämpfung bei 3400 Hz

Abb. 4. Teildämpfungen als Funktion des Spulenabstandes und der Grenzfrequenz für 1,4 mm DM-Stammleitung ($L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$)

Tafel 2

L_{St} = 140 mH, L_{Ph} = 56 mH						$\frac{\beta_{Rsp} + \beta_{GK}}{\beta}$
s [km]	f [kHz]	β_{RK} [mN/km]	$\beta_{Rsp} + \beta_{GK}$ [mN/km]	β [mN/km]	$\Delta\beta$ [mN/km]	[%]
1,7	0,8	7,3	2,3 (1,6)	9,6 (8,9)	3,2 (3,0)	24 (18)
1,7	2,4	6,9	5,9 (5,0)	12,8 (11,9)		46 (42)
0,85	0,8	5,4	3,2 (2,3)	8,6 (7,7)	7,9 (7,4)	37 (30)
0,85	3,4	5,1	11,4 (10,0)	16,5 (15,1)		69 (66)

1,4-mm-Stammleitungen folgende Verschiebung der Werte für die Gesamtdämpfung und die Teildämpfungen bei 800 Hz und der obersten übertragenen Frequenz von 2400 Hz bzw. 3400 Hz ergeben: s. Tafel 2.
Die Zahlen in Klammern sind die entsprechenden Werte für Sternkabel mit reiner Stammbelastung.
Die Dämpfung bei 800 Hz sinkt also bei Verdoppelung des Induktivitätsbelages nicht auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Wert, sondern nur von 9,6 (8,9) mN/km auf 8,6 (7,7) mN/km. Die Dämpfungsverzerrung, die zwischen 800 und 2400 Hz 3,2 (3,0) mN/km beträgt, steigt beim halben Spulenabstand zwischen 800 und 3400 Hz auf 7,9 (7,4) mN pro km, obgleich η_{3400} bei s = 0,85 km den gleichen Wert wie η_{2400} bei s = 1,7 km hat. Der Grund für diese starke Dämpfungsverzerrung liegt darin, daß bei s = 0,85 km und f = 3400 Hz die Summe von Spulenwiderstands- und Kabelableitungsdämpfung mit 11,4 (10,0) mN/km den Betrag der Kabelwiderstandsdämpfung von 5,1 mN/km bei weitem überflügelt und 69 (66) % Beitrag zur Gesamtdämpfung liefert.
Gleichzeitig steigen bei Halbierung des Spulenabstandes die Anlagekosten. Da außerdem die neue Netzplanung einen etwas höheren kilometrischen β_{800}-Wert als bisher gestattete, mußte eine technisch und wirtschaftlich besser befriedigende Lösung als die erwähnte Halbierung des Spulenabstandes gefunden werden.

4. Anlagekosten als Funktion des Spulenabstandes bei DM-Verseilung mit Phantomausnutzung und Sternverseilung ohne Phantomausnutzung

Die Anlagekosten umfassen die Ausgaben für Kabel, Erdarbeiten, Verlegung, Montage, Pupinisierung und Ausgleich. Sie wurden als Funktion der Spulenfeldlänge für Kabel mit den bisher gebräuchlichen Leiterstärken von 1,4 mm, 1,2 mm und 0,9 mm aufgestellt. Mit den Metallpreiszahlen für Kupfer = 195 DM/100 kg und Blei = 123 DM/100 kg erhält man bei DM-Kabelanlagen mit Phantomausnutzung (DM) und Sternkabelanlagen ohne Phantomausnutzung (St) Kurven entsprechend Abb. 5 a. Der Kostenfaktor für DM-Kabelanlagen mit 1,7 km Spulenabstand und 1,4 mm Leiterstärke ist dabei als Einheit gewählt. Die Anzahl der Sprechkreise ist in den üblichen Bereichen ohne wesentlichen Einfluß auf die Tendenz der Kurven, deren Verlauf bei verringerter Sprechkreiszahl nur für Kabel mit 1,4-mm-Leitern dargestellt ist.
Mit den Metallpreiszahlen für Kupfer = 672 DM/100 kg und Blei = 206 DM/100 kg erhält man Kurven entsprechend Abb. 5 b.
Die letztgenannten hohen Metallpreise können wohl nicht als Norm angesehen werden, daher wurden den weiteren Darlegungen die zu Beginn der Untersuchungen gültigen niedrigen Metallnotierungen zugrunde gelegt. Danach würde z. B. eine Verringerung des Spulenabstandes von 1,7 km auf 0,85 km bei DM-(Stern-) Verseilung eine Erhöhung der Gesamtanlagekosten

um 16,5 (12,3) % für Kabel mit 1,4-mm-Leitern,
um 18,8 (14,8) % für Kabel mit 1,2-mm-Leitern,
um 22,5 (18,2) % für Kabel mit 0,9-mm-Leitern

ergeben.

5. Dämpfung und Dämpfungsverzerrung als Funktion des Spulenabstandes bei DM-Verseilung mit einem Stamm/Phantom-Induktivitätsverhältnis von 2,5 bzw. 1,6

a) $L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$

Zur übersichtlichen Darstellung der technischen und wirtschaftlichen Zusammenhänge bei den genannten

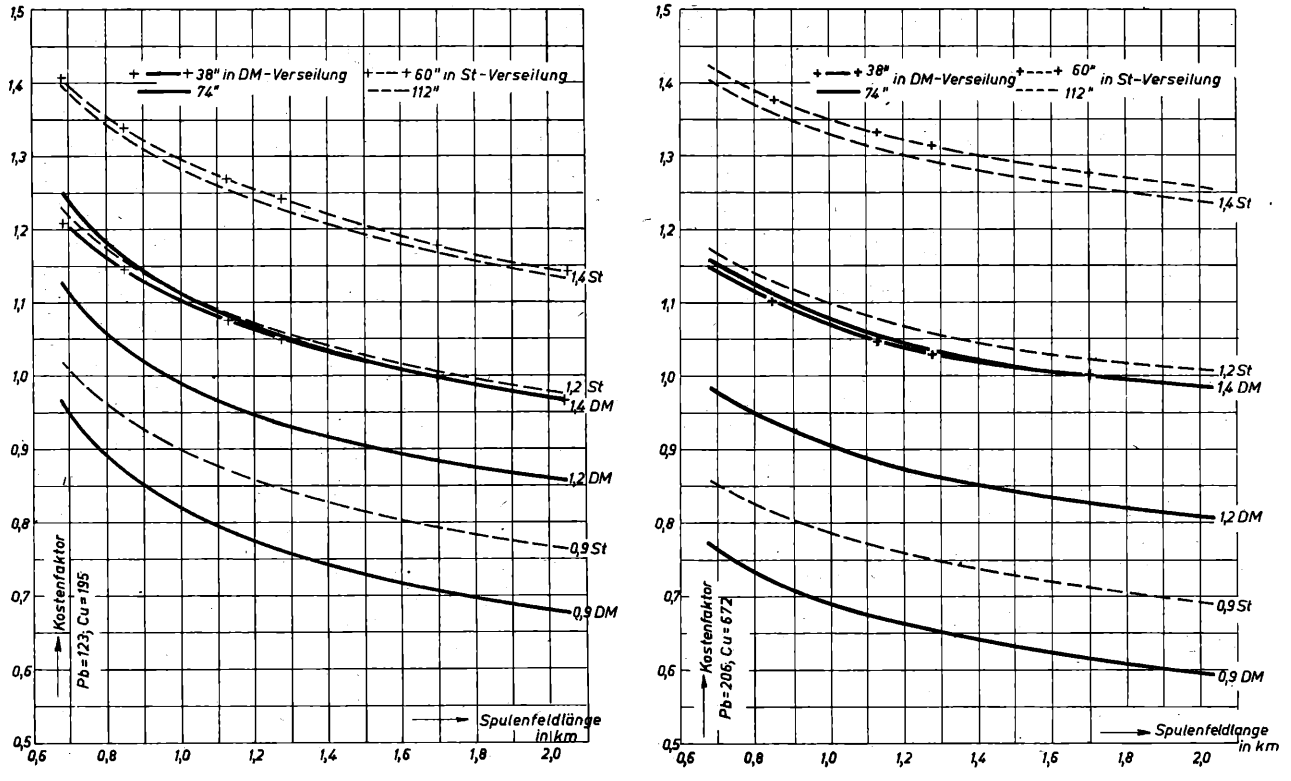


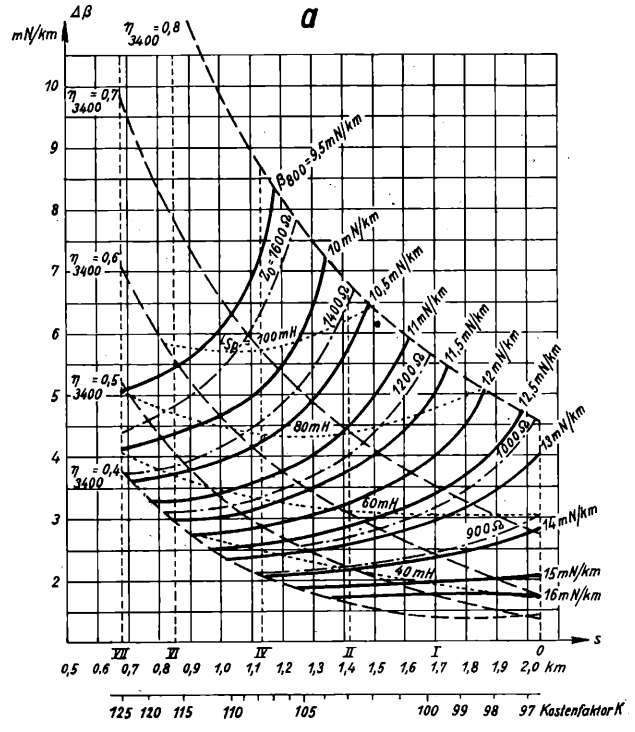
Abb. 5 a und b. Anlagekosten für Netzgruppenkabel

Leiterstärken und Verseilungsarten wurde die Leitungsdämpfung bei 800 und 3400 Hz als Funktion des Spulenabstandes bei verschiedenen Grenzfrequenzen berechnet und in Kurvenscharen in folgender Form aufgetragen (vgl. Abb. 6):

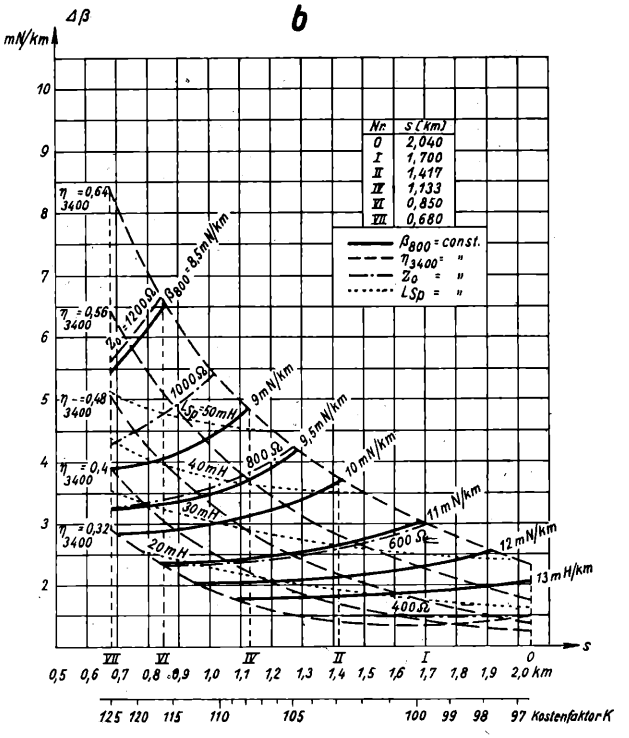
Die Abszisse bilden der Spulenabstand und der damit nach Abb. 5 a verknüpfte Kostenfaktor. Die Ordinate bildet die Dämpfungsverzerrung $\Delta\beta = \beta_{3400} - \beta_{800}$.

Die Kurvenscharen enthalten:

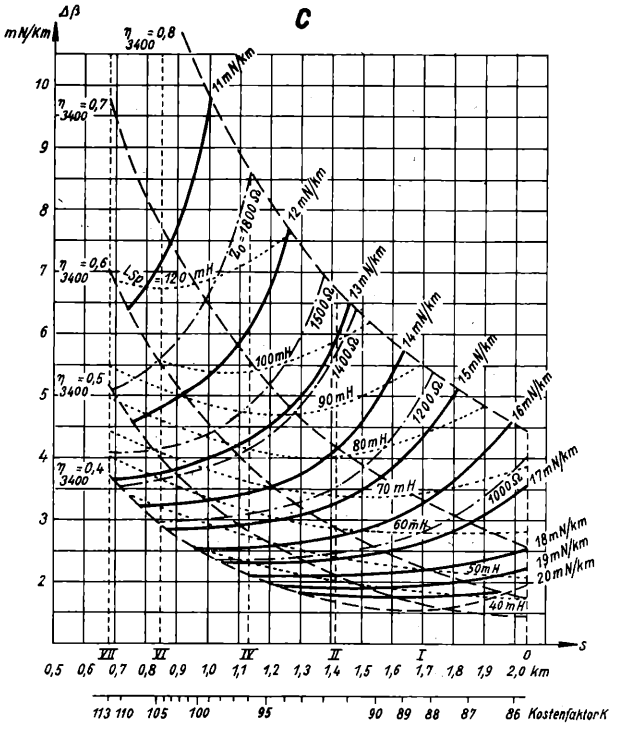
1. Linien gleicher Grenzfrequenz, ausgedrückt durch
$\eta_{3400} = \frac{3400}{f_0} = 0{,}8 - 0{,}7 - 0{,}6 - 0{,}5 - 0{,}4,$
d. h. $f_0 = 4250 - 4860 - 5670 - 6800 - 8500$ Hz.
2. Linien gleicher Leitungsdämpfung (β_{800}).
3. Linien gleichen Wellenwiderstandes $\left(Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$.



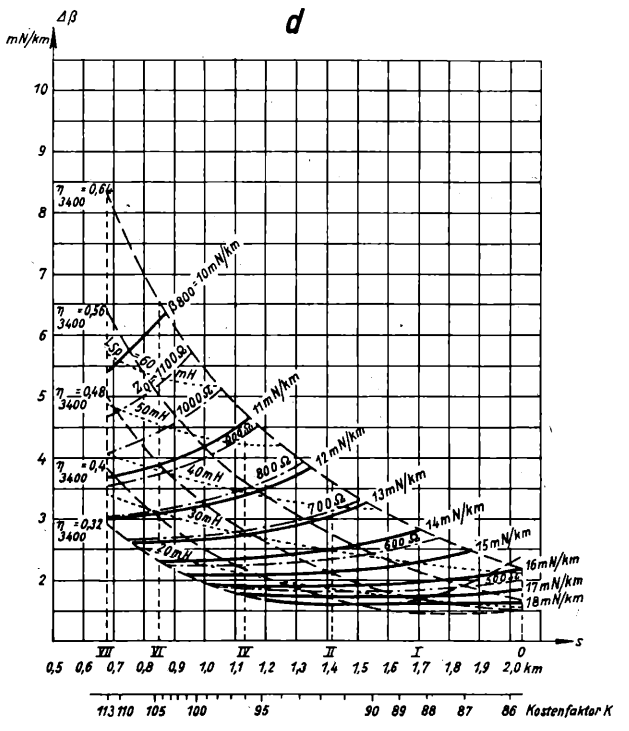
a) 1,4 mm DM-Stamm



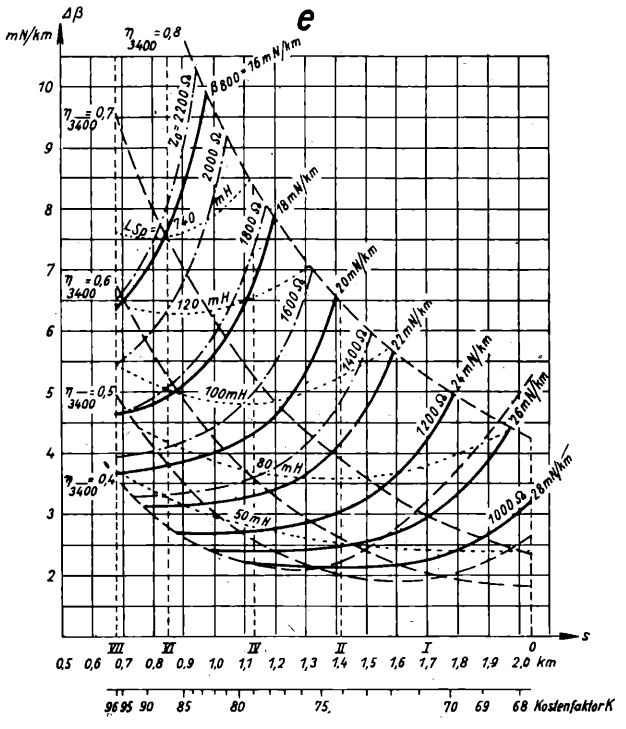
b) 1,4 mm DM-Phantom



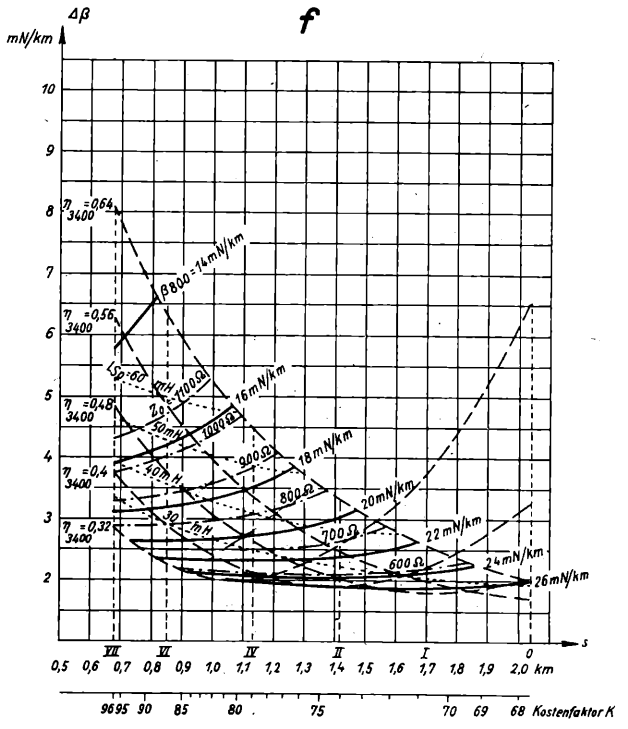
c) 1,2 mm DM-Stamm



d) 1,2 mm DM-Phantom



e) 0,9 mm DM-Stamm



f) 0,9 mm DM-Phantom

Abb. 6. Dämpfungsverzerrung als Funktion des Spulenabstandes bei verschiedenen Grenzfrequenzen $\left(\text{Parameter: } \eta_{3400} = \frac{3400}{f_0}\right)$ für $L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$ mit Kurven gleicher Leitungsdämpfung, gleichen Wellenwiderstandes und gleicher Spuleninduktivität

Tafel 3

Leiterdurchmesser Dämpfung [mm]	$L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$ s [km]	$\Delta\beta$ [mN/km]	Kostenfaktor [%]	
1,4	0,850	2,7 (2,05)	116,5	vgl.
$\beta_{800St} = \beta_{800Ph} = 12{,}0$ mN/km	1,275	3,05 (2,1)	105	Abb. 6a und b
	1,700	4,0 (2,3)	100	
1,2	0,850	2,8 (2,1)	104	vgl.
$\beta_{800St} = \beta_{800Ph} = 15{,}0$ mN/km	1,275	3,05 (2,1)	93	Abb. 6c und d
	1,700	4,3 (2,3)	87,5	
0,9	0,850	2,75 (2,15)	87	vgl.
$\beta_{800St} = \beta_{800Ph} = 24{,}0$ mN/km	1,275	2,85 (2,05)	76	Abb. 6e und f
	1,700	4,2 (2,1)	71	

4. Linien gleicher Spuleninduktivität (L_{Sp} — in den Formeln des theoretischen Teils haben die Spulengrößen nur den Index s —).

Die eingezeichneten Linien gleicher Dämpfung bei 800 Hz sind besonders stark markiert und lassen auf der Abszisse den Grad der Kostenverringerung bei zunehmender Dämpfungsverzerrung gut erkennen.

Den Diagrammen in den Abb. 6 a bis f liegt DM-Verseilung mit einem Induktivitätsverhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$ zugrunde. Das bedeutet, daß die Wahl der Grenzfrequenz für die Stammkreise den Phantomkreisen eine Grenzfrequenz

$$f_{0Ph} = 1{,}25\, f_{0St}$$

zuordnet. Daher sind in den Kurvenscharen 6 b, d und f andere η_{3400}-Werte $\left(\eta_{3400Ph} = \frac{\eta_{3400St}}{1{,}25}\right)$ eingezeichnet, und zwar

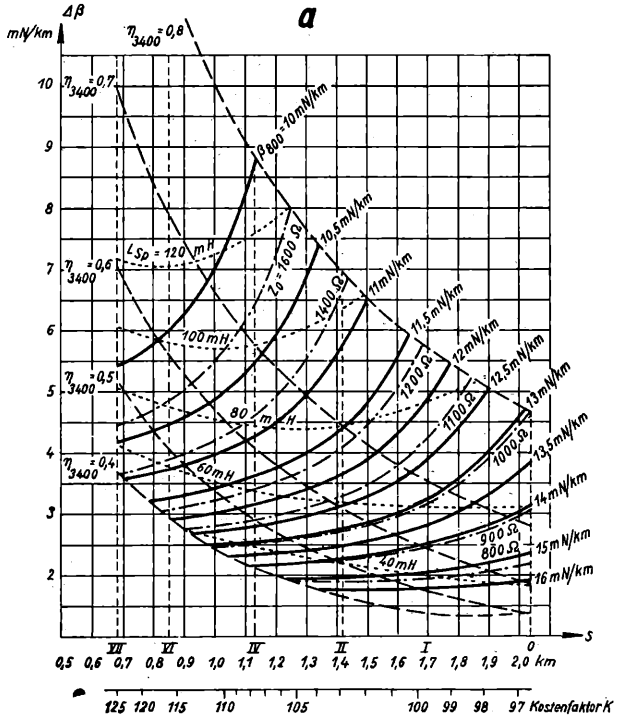
$\eta_{3400} = 0{,}64 - 0{,}56 - 0{,}48 - 0{,}40 - 0{,}32$,

d. h. $f_0 = 5310 - 6070 - 7080 - 8500 - 10\,620$ Hz.

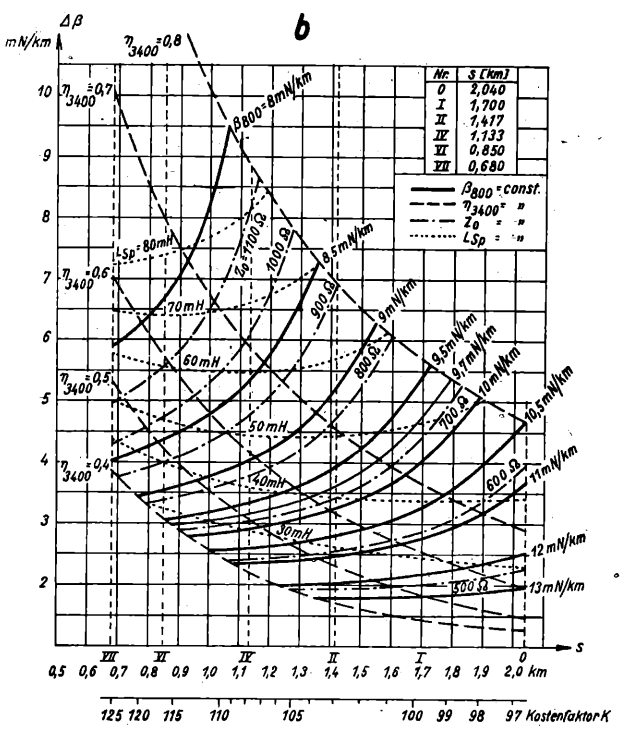
Die Dämpfungsverzerrung ist entsprechend der höheren Grenzfrequenz in den Phantomleitungen geringer als in den Stammleitungen, dagegen sind die β_{800}-Werte etwa gleich. Am besten mögen die Zusammenhänge zwischen Dämpfungsverzerrung einerseits und Spulenabstand, d. h. Anlagekosten, andererseits durch Verfolgung eines Beispiels für die Leiterstärken 1,4 mm, 1,2 mm und 0,9 mm bei jeweilig konstantem β_{800}-Wert erläutert werden (vgl. Tafel 3). Die eingeklammerten Zahlen geben die Dämpfungsverzerrung für die Phantomkreise an.

Eine Erhöhung der Dämpfungsverzerrung in den Stammkreisen von 2,7 ... 2,8 mN auf 4,0 ... 4,3 mN/km

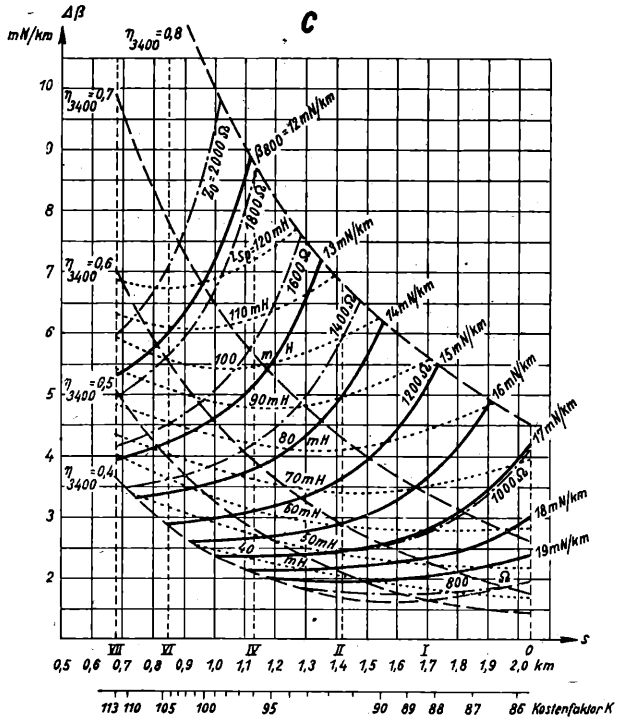
durch Vergrößerung des Spulenabstandes von 850 auf 1700 m bei gleichbleibenden β_{800}-Werten ermöglicht also bei allen Leiterstärken eine verhältnismäßig hohe, und zwar die absolut gleiche Kostenersparnis von etwa 16 Einheiten bei den oben angegebenen Metallpreisen, die auf die gleiche Verringerung des Aufwandes für Spulenkästen und Ausgleichsmaßnahmen zurückzuführen ist. Die relative Kostenersparnis innerhalb der 1,2- und 0,9-mm-Leitergruppen bei verschiedenen Spulenabständen ist wesentlich höher. Will man aber bei gleichbleibender Leiterstärke geringere β_{800}-Werte erreichen, ohne die Dämpfungsverzerrung zu ändern, so muß man kleinere Spulenabstände wählen, z. B. würde man bei 1,4-mm-Stammkreisen (Abb. 6 a) und einer Dämpfungsverzerrung $\Delta\beta = 4$ mN/km den β_{800}-Wert von 12 mN/km bei 1,7 km Spulenabstand auf 10 mN/km durch einen Spulenabstand von rund 600 m senken können. Die kleineren Spulenabstände würden



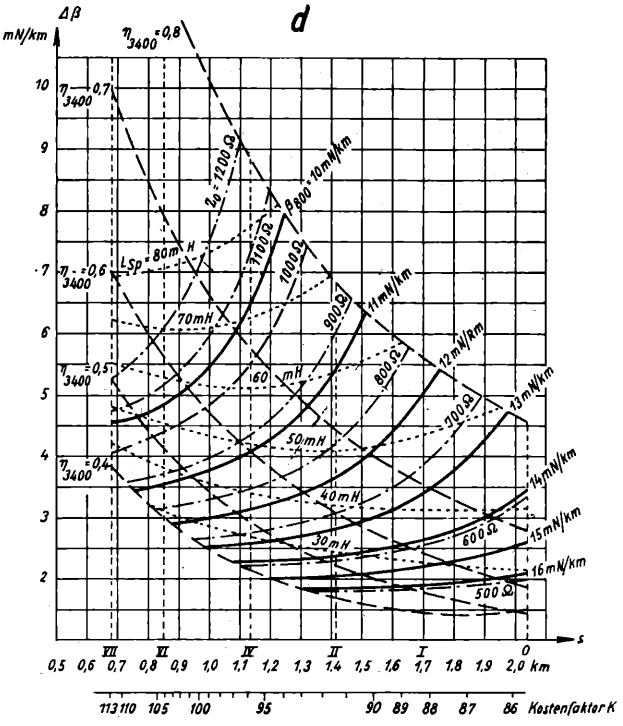
a) 1,4 mm DM-Stamm



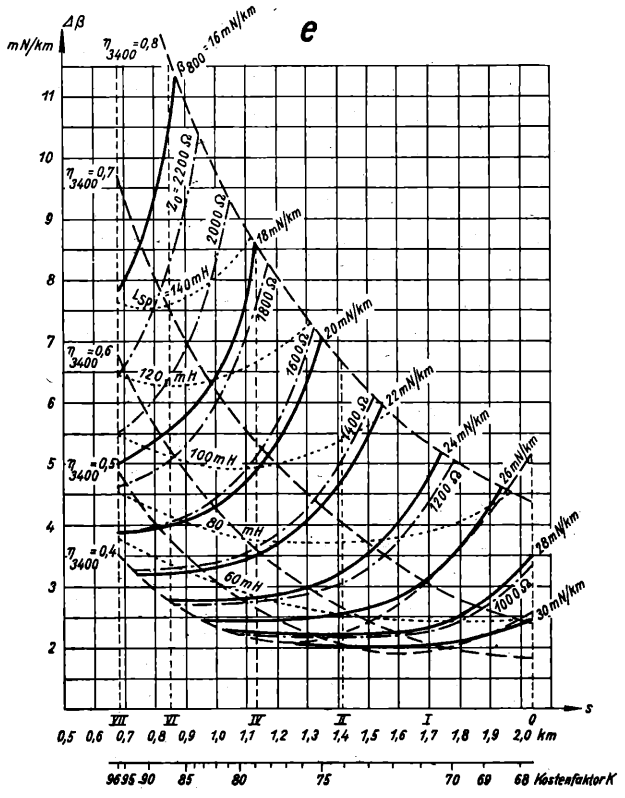
b) 1,4 mm DM-Phantom



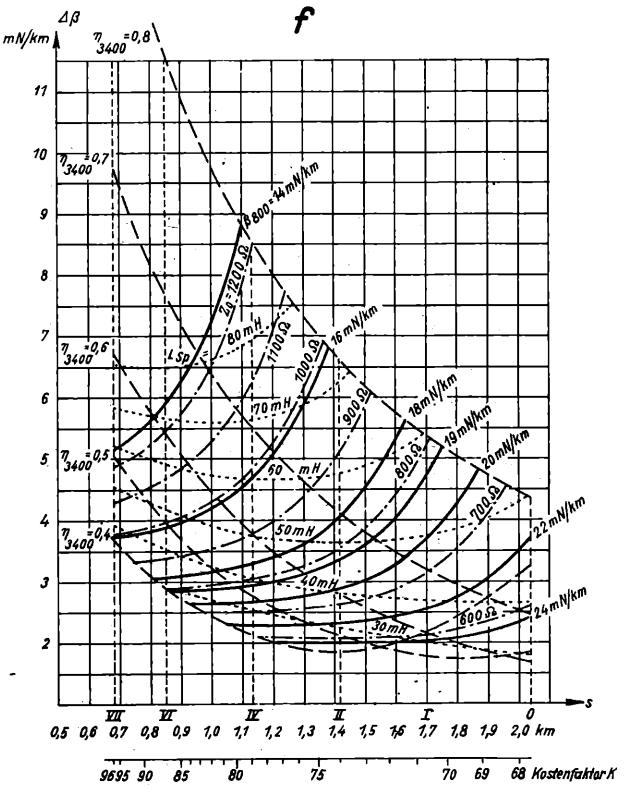
c) 1,2 mm DM-Stamm



d) 1,2 mm DM-Phantom



e) 0,9 mm DM-Stamm



f) 0,9 mm DM-Phantom

Abb. 7. Dämpfungsverzerrung als Funktion des Spulenabstandes bei verschiedenen Grenzfrequenzen $\left(\text{Parameter: } \eta_{3400} = \frac{3400}{f_0}\right)$ für $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ mit Kurven gleicher Leitungsdämpfung, gleichen Wellenwiderstandes und gleicher Spuleninduktivität

Tafel 4

Leiterdurchmesser Dämpfung [mm]	$L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ s [km]	$\Delta\beta$ [mN/km]	Kostenfaktor [%]	
1,4	0,850	2,9 (2,9)	116,5	vgl.
$\beta_{800\,St}$ = 12 mN/km	1,275	3,35 (3,35)	105	Abb. 7a und b
$\beta_{800\,Ph}$ = 9,7 „	1,700	4,9 (4,75)	100	
1,2	0,850	2,9 (2,9)	104	vgl.
$\beta_{800\,St}$ = 15 mN/km	1,275	3,3 (3,3)	93	Abb. 7c und d
$\beta_{800\,Ph}$ = 12 „	1,700	5,15 (5,0)	87,5	
0,9	0,850	2,8 (2,8)	87	vgl.
$\beta_{800\,St}$ = 24 mN/km	1,275	2,95 (3,05)	76	Abb. 7e und f
$\beta_{800\,Ph}$ = 19 „	1,700	4,75 (4,7)	71	

ein günstigeres elektrisches Bild ergeben, wenn man dabei eine größere Zeitkonstante der Spuleninduktivität durch Verbesserung des magnetischen Kernmaterials und eine größere Zeitkonstante der Kabelkapazität durch eine Aderisolation mit geringeren dielektrischen Verlusten in Ansatz bringen könnte.

Die Dämpfungsverzerrung zeigt bei gleichen η_{3400}-Werten (d. h. bei gleicher Grenzfrequenz) im allgemeinen eine fallende Tendenz mit steigendem Spulenabstand, jedoch hat bei geringeren η_{3400}-Werten und insbesondere bei dünneren Leiterstärken diese Tendenz einen Umkehrpunkt, die Dämpfungsverzerrung steigt wieder an (Abb. 6 e und f). Die oben angeführte Näherungsformel für β muß nämlich bei schwachen Bespulungen (η_{3400} klein) und niedrigen Frequenzen entsprechend der Leiterstärke eine Korrektur durch einen Faktor $\sqrt{1 - \mathrm{tg}^2 \frac{\varepsilon}{2}}$ erfahren $\left(\text{mit } \mathrm{tg}\,\varepsilon = \frac{R}{\omega L}\right)$, wie es im theoretischen Anhang dargelegt ist. Dieser Faktor verkleinert den aus der Näherungsformel errechneten Dämpfungswert. Er ist bei 3400 Hz im allgemeinen vernachlässigbar, während er bei 800 Hz stärker in Erscheinung tritt.

b) $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$

Dieses Verhältnis der Spuleninduktivitäten bei DM-verseilten Leitungen bewirkt, daß man etwa gleiche Grenzfrequenz in den Stamm- und Phantomkreisen erhält, da das Verhältnis der Betriebskapazitäten $C_{St} : C_{Ph} \approx 1 : 1{,}6$ ist, d. h. $C_{St} \cdot L_{St} = C_{Ph} \cdot L_{Ph}$ wird. Die Dämpfungsverzerrung wird damit in den Stamm- und Phantomkreisen etwa gleich, jedoch liegt die Dämpfung in den Phantomkreisen um etwa 20 % niedriger als in den Stammkreisen, wie es die Kurvenscharen der Abb. 7 a bis f zeigen. An einem Beispiel (Tafel 4) möge der prinzipielle Verlauf wieder erläutert werden. Dabei sind die gleichen β_{800}-Werte für die Stammkreise wie bei dem Beispiel für $L_{St} : L_{Ph} = 2{,}5$ (Tafel 3) zugrunde gelegt worden.

Die bei dem Verhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ resultierende, um 20 % geringere Leitungsdämpfung in den Phantomkreisen bei der gleichen Dämpfungsverzerrung wie für die Stammkreise sollte diese Bespulungsart als vorteilhafter erscheinen lassen. Anderseits ist aus einem Vergleich der Tafeln 3 und 4 zu erkennen, daß bei gleichen β_{800}-Werten für die Stammkreise die absoluten Beträge der Dämpfungsverzerrung, insbesondere bei einem Spulenabstand von 1,7 km, etwas höher liegen (z. B. 4,9 mN/km gegenüber 4,0 mN/km). Bei Ansatz der gleichen Dämpfungsverzerrung in den Stammkreisen der beiden Bespulungsarten würde man bei dem Verhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ eine etwas höhere Leitungsdämpfung erhalten. Die Phantomspule mit der höheren Induktivität $\left(\frac{1}{1{,}6} \text{ statt } \frac{1}{2{,}5}\right)$ bringt nämlich einen größeren Ballastwiderstand für die Stammkreise. Wenn man diesen Nachteil in Kauf nähme und die Phantomkreise bei dem Verhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ als besondere Leitungsart mit einer 20 % größeren Reichweite einsetzte, würde sich infolge der für Stamm- und Phantomkreise etwa gleichen kilometrischen Dämpfungsverzerrung bei den Phantomkreisen für die größere Streckenlänge eine größere Dämpfungsverzerrung $\Delta b = l \cdot \Delta \beta$ ergeben.

6. Die relative Dämpfungsverzerrung

Verschiedene Leitungslängen (l_1 und l_2) werden durch verschiedene Leitungsarten (β_1 und β_2) nur dann gleichwertig überbrückt, wenn ihre Gesamtdämpfungen und Gesamtdämpfungsverzerrungen gleich sind. Das ergibt die Forderungen:

$$b_1 = l_1 \beta_1 = b_2 = l_2 \beta_2,$$
$$\Delta b_1 = l_1 \Delta \beta_1 = \Delta b_2 = l_2 \Delta \beta_2 \text{ und daraus}$$
$$\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} = \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2}.$$

Würde man z. B. die bisher verwendeten 140/56-mH-Spulen im Abstande von 850 m in die Kabel einschalten (s. Tafel 2), so ergäben sich gegenüber einem Spulenabstand von 1,7 km und geringeren Spuleninduktivitäten (etwa entsprechend dem in Tafel 3 dargestellten Beispiel) folgende Verhältnisse bei den 1,4-mm-Leitungen für die Stammkreise:

Tafel 5

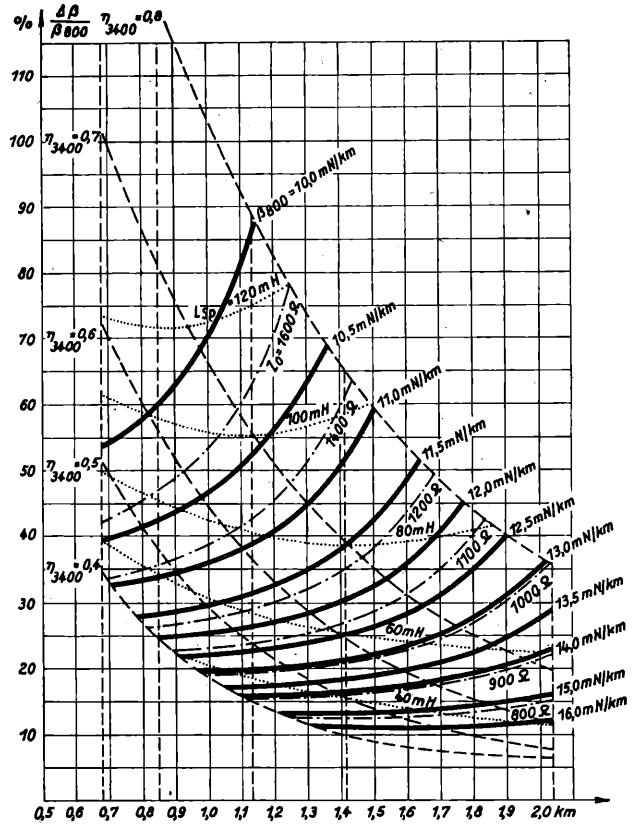
s [km]	β [mN/km]	$\Delta \beta$ [mN/km]	Reichweite für $b_{800} = 0{,}71$ N [km]	Δb [N]
1,7	12,0	4,0	59,1	0,24
0,85	8,6	7,9	82,5	0,65

Die Gesamtdämpfungsverzerrung wäre demnach bei den Leitungen mit dem halben Spulenabstand und der größeren Reichweite etwa dreimal so groß, und zwar ergeben sich diese Werte, obgleich den 140/56-mH-Spulen dabei eine etwas günstigere Zeitkonstante zugrunde liegt als den Spulendaten in den Kurvenscharen der Abb. 6. Bei einer gegebenen Leiterstärke kann man also bei Verkürzung des Spulenabstandes zur Vergrößerung der Netzgruppenradien den Induktivitätsbelag nicht so weit erhöhen, daß sich das Verhältnis von oberster übertragener Frequenz und Grenzfrequenz

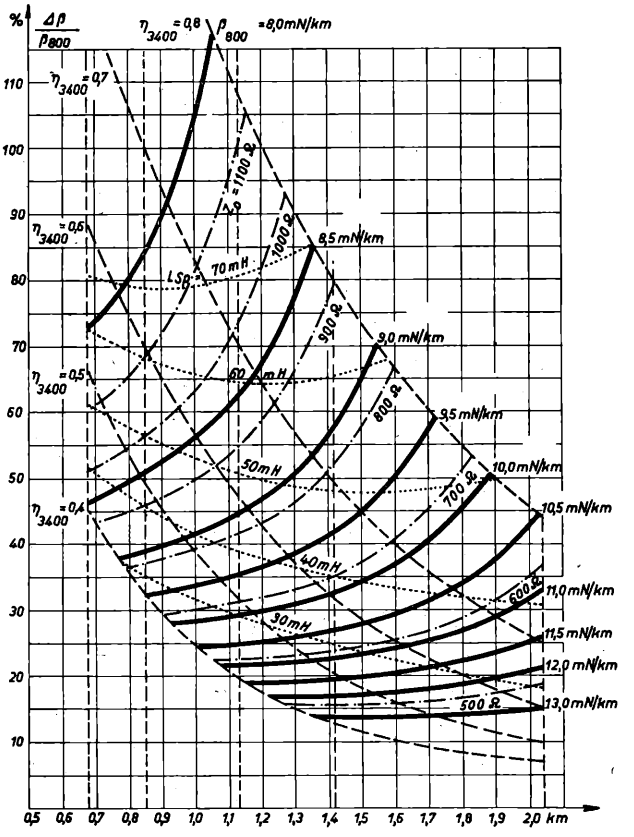
Tafel 6

Relative Dämpfungsverzerrung $\frac{\Delta \beta}{\beta_{800}}$	Spulenabstand s = 2,0	1,7	1,4	1,1	0,8 km
			Stammkreise		
30%	$\eta_{3400} = 0{,}77$	0,71	0,64	0,54	0,43
	$f_0 = 4{,}42$	4,79	5,31	6,30	7,91 kHz
	$\beta_{800} = 13{,}3$	12,6	12,0	11,6	11,3 mN/km
40%	$\eta_{3400} = 0{,}82$	0,76	0,70	0,61	0,49
	$f_0 = 4{,}15$	4,47	4,86	5,57	6,94 kHz
	$\beta_{800} = 12{,}8$	12,0	11,4	10,9	10,6 mN/km
50%	$\eta_{3400} = —$	0,81	0,74	0,67	0,55
	$f_0 = —$	4,20	4,59	5,08	6,18 kHz
	$\beta_{800} = —$	11,7	11,0	10,5	10,2 mN/km
			Phantomkreise		
30%	$\eta_{3400} = 0{,}72$	0,66	0,58	0,48	0,36
	$f_0 = 4{,}72$	5,15	5,86	7,08	9,45 kHz
	$\beta_{800} = 11{,}1$	10,6	10,2	9,9	9,7 mN/km
40%	$\eta_{3400} = 0{,}78$	0,72	0,65	0,55	0,43
	$f_0 = 4{,}36$	4,72	5,23	6,18	7,91 kHz
	$\beta_{800} = 10{,}7$	10,0	9,6	9,2	8,9 mN/km
50%	$\eta_{3400} = —$	0,76	0,70	0,61	0,49
	$f_0 = —$	4,47	4,86	5,57	6,94 kHz
	$\beta_{800} = —$	9,7	9,2	8,8	8,5 mN/km

nicht ändert, sondern man muß dann eine schwächere Bespulung, d. h. höhere Grenzfrequenz wählen, so daß $\frac{\Delta\beta}{\beta_{800}}$ unverändert bleibt. Geht man z. B. bei den 1,4-mm-Stammleitungen und einem Induktivitätsverhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ von relativen Dämpfungsverzerrungen $\frac{\Delta\beta}{\beta_{800}} = 30$ bzw. 40 bzw. 50 % aus, so würde man bei verschiedenen Spulenabständen die Grenzfrequenzen Dämpfung für den Fernsprechteilnehmer nicht ungenützt lassen. Anderseits sollte der DM-Phantomkreis keine stärkere relative Dämpfungsverzerrung erhalten als der DM-Stammkreis. Infolgedessen wählte die Verwaltung ein Verhältnis der Spuleninduktivitäten $L_{St} : L_{Ph} = 2 : 1$, d. h. einen günstigen Wert zwischen den bisher diskutierten Verhältniszahlen 2,5 und 1,6. Dabei erhält der Phantomkreis nicht nur eine etwas niedrigere



a) 1,4 mm DM-Stamm



b) 1,4 mm DM-Phantom

Abb. 8. Relative Dämpfungsverzerrung $\frac{\Delta\beta}{\beta_{800}}$ als Funktion des Spulenabstandes bei verschiedenen Grenzfrequenzen für $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ mit Kurven gleicher Leitungsdämpfung, gleichen Wellenwiderstandes und gleicher Spuleninduktivität

nach Tafel 6 wählen müssen und damit die angegebenen β_{800}-Werte der Tafel 6 erhalten.

Die Zahlen der Tafel 6 wurden erhalten aus den in den Abb. 8 a und b aufgezeichneten Kurvenscharen $\frac{\Delta\beta}{\beta_{800}}$ als Funktion des Spulenabstandes, die eine andere Darstellungsform der Abb. 7 a und b sind. Man erkennt aus den Zahlen der Tafel 6, daß man für Stamm- und Phantomkreise, wenn man ihre Reichweiten getrennt verwerten, d. h. die gleichen $\frac{\Delta\beta}{\beta_{800}}$, also die gleichen Δb-Werte für die verschiedenen Reichweiten erhalten will, nicht das Induktivitätsverhältnis $L_{St} : L_{Ph} = 1{,}6$ in Ansatz bringen kann, sondern den Phantomkreis schwächer bespulen, d. h. kleinere η_{3400}-Werte und somit ein Verhältnis $L_{St} : L_{Ph} > 1{,}6$ wählen muß.

Zwar steht die deutsche Verwaltung auf dem Standpunkt, daß man aus Planungsgründen Stamm- und Phantomkreise derselben Leiterstärke zu einem Bündel gleicher Reichweite zusammenfassen soll, gleichwohl wollte sie aber die natürlichen günstigen Eigenschaften des DM-Phantomkreises im Interesse einer geringeren Leitungsdämpfung als der Stammkreis, sondern auch eine etwas kleinere relative Dämpfungsverzerrung.

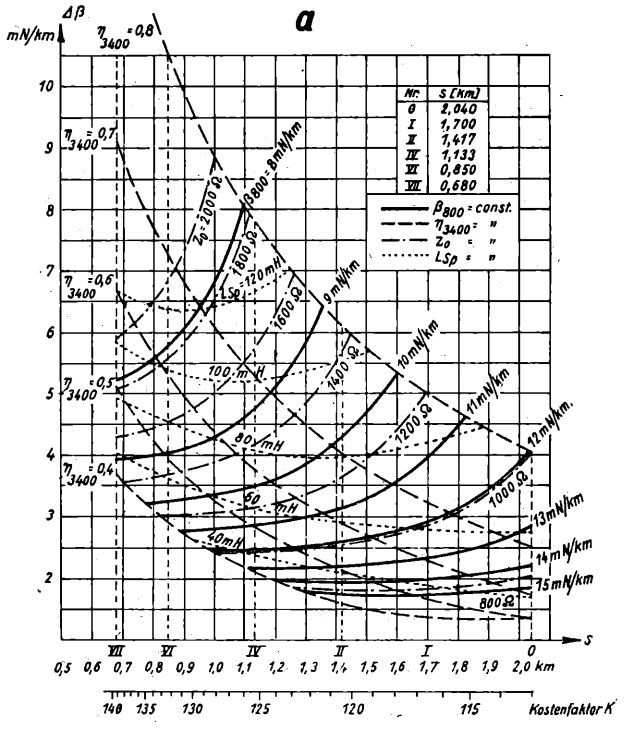
7. Dämpfung und Dämpfungsverzerrung als Funktion des Spulenabstandes bei Sternverseilung ohne Phantomausnutzung

In Ergänzung der im Abschnitt 5 aufgestellten Kurvenscharen für DM-Kabel mit Phantomausnutzung sind in Abb. 9 a . . . e die entsprechenden Diagramme für Sternkabel ohne Phantomausnutzung dargestellt.

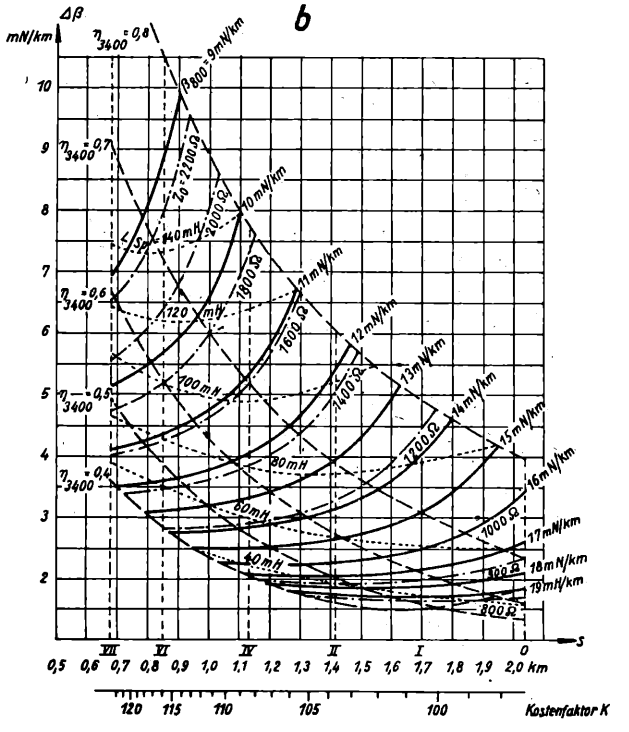
Die Dämpfung bei 800 Hz liegt, begründet durch den Wegfall des Widerstandes der Phantomspule, tiefer als bei den Kabeln mit Stamm- und Phantombelastung. Ebenso ist die kilometrische Dämpfungsverzerrung geringer. Da es aber zweckmäßig ist, daß die Stammspuleninduktivitäten und Leiterdurchmesser für Kabel mit und ohne Phantombelastung einheitlich sind, wird man in der Praxis und bei Sternkabeln ohne Phantomausnutzung die üblichen Leiterquerschnitte und keine stärkeren Bespulungen wählen.

Die vorstehenden Untersuchungen, insbesondere die den Abb. 6, 7 und 9 zugrunde liegenden Berechnungen,

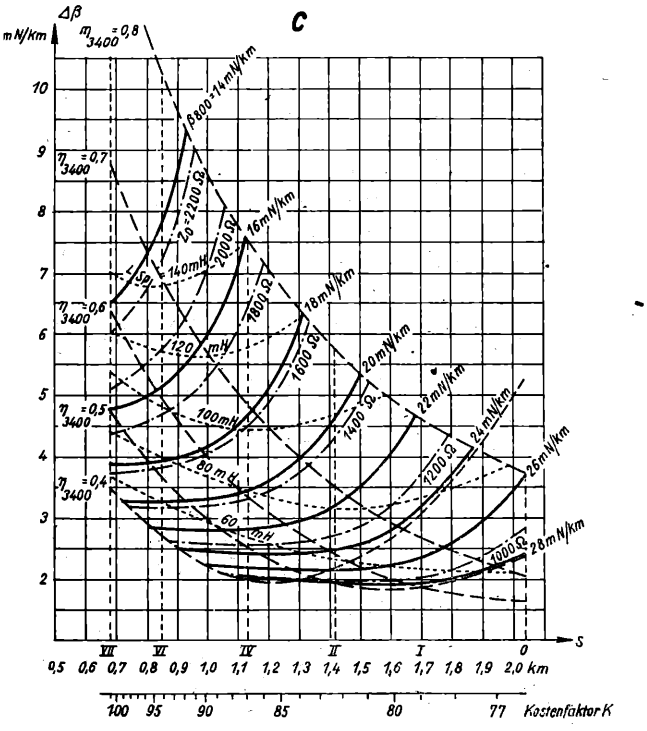
wurden im Rahmen der „Beratenden technischen Ausschüsse für das Fernmeldewesen“ (BTAF) von einer aus Vertretern der Verwaltung und der Kabelindustrie gebildeten Arbeitskommission durchgeführt. Die Bespulungssysteme, zu denen diese Ermittlungen führten, werden im II. Teil der Arbeit behandelt.



a) 1,4 mm DM-Stamm



b) 1,2 mm DM-Stamm



c) 0,9 mm DM-Stamm

Abb. 9. Dämpfungsverzerrung als Funktion des Spulenabstandes bei verschiedenen Grenzfrequenzen bei reiner Stammbelastung mit Kurven gleicher Leitungsdämpfung, gleichen Wellenwiderstandes und gleicher Spuleninduktivität

II. Teil

1. Die neuen Bespulungssysteme der Deutschen Bundespost

Die von der Arbeitskommission aufgestellten, im I. Teil der Arbeit behandelten Beziehungen zwischen Dämpfung, Dämpfungsverzerrung, Spulenabstand und Wirtschaftlichkeit veranlaßten die Deutsche Bundespost, folgende neue Bespulungssysteme einzuführen:

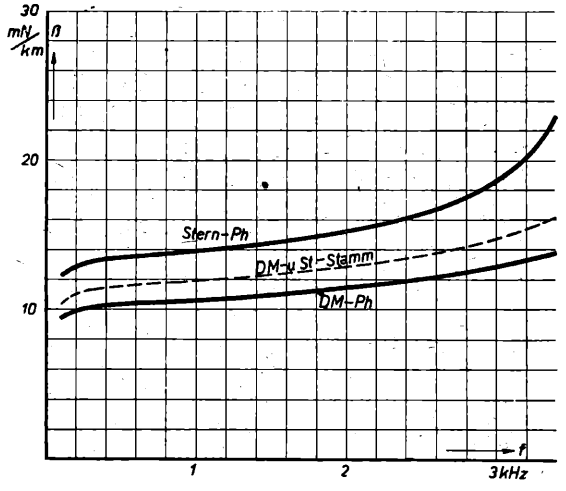
a) Mit Ausnahme der unter 1 b genannten Fälle werden grundsätzlich DM-verseilte Kabel mit Leiterdurchmessern von 1,4 und 0,9 mm (u. U. auch 1,2 mm) verwendet, die mit Spulensätzen von L_{St}/L_{Ph} = 80/40 mH in einem Abstand von s = 1,7 km bespult werden. Damit erhält man folgende elektrische Werte für diese Kabelleitungen: s. Tafel 7. Der frequenzabhängige Verlauf der Dämpfungs- und Wellenwiderstandswerte ist aus den Abb. 10 a bis c und 11 a bis c zu entnehmen.

Tafel 7

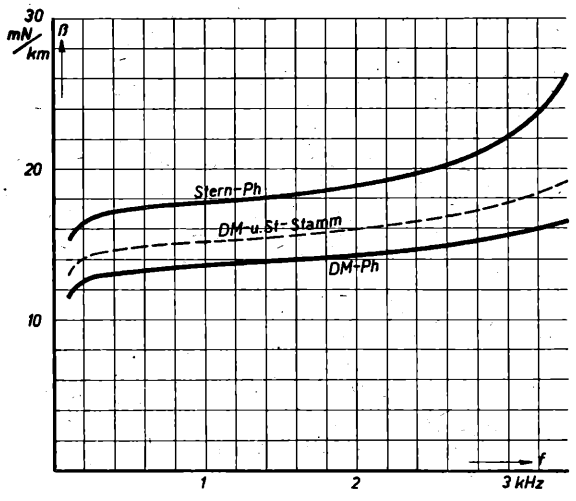
DM-Verseilung, s = 1,7 km, L_{St}/L_{Ph} = 80/40 mH

	1,4 mm		1,2 mm		0,9 mm	
	Stamm	Phantom	Stamm	Phantom	Stamm	Phantom
β_{800}	11,7	10,5	15,0	13,4	24,4	21,7 mN/km
$\Delta\beta_{3400/800}$	4,4	3,3	4,1	3,0	3,5	2,6 mN/km
η_{3400}	0,75	0,67	0,74	0,66	0,73	0,65
f_0	4530	5050	4600	5140	4670	5230 Hz
Z_0	1152	642	1168	654	1185	666 Ohm
C_k	36	58	35	56	34	54 nF/km

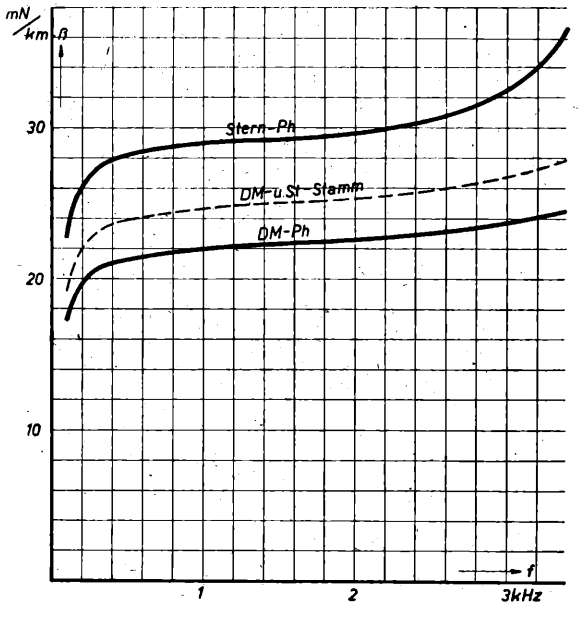
Zum Vergleich sind bei Sternverseilung mit dem gleichen Bespulungssystem, d. h. s = 1,7 km und L_{St}/L_{Ph} = 80/40 mH, die frequenzabhängigen Dämpfungs- und Wellenwiderstandswerte für die Phantomkreise in den Abb. 10 a bis c und 11 a bis c mit aufgezeichnet. Die Sternstammkreise würden in



a) 1,4 mm Leiterstärke



b) 1,2 mm Leiterstärke

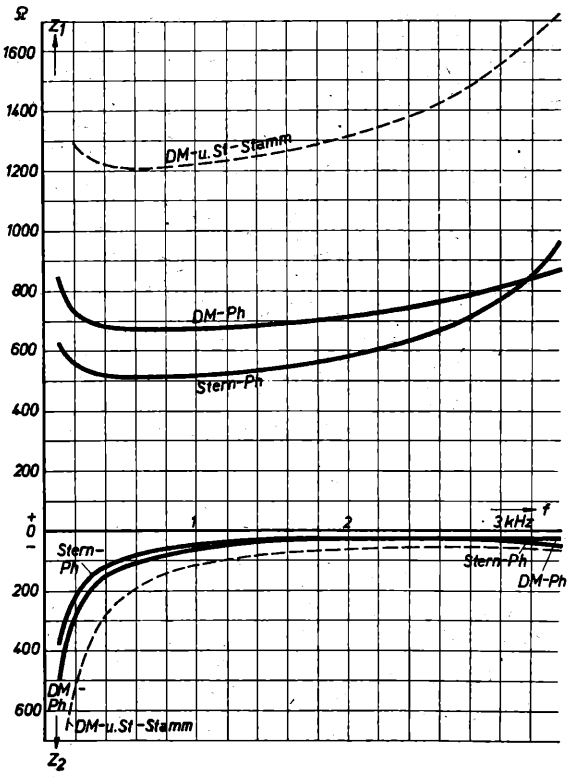


c) 0,9 mm Leiterstärke

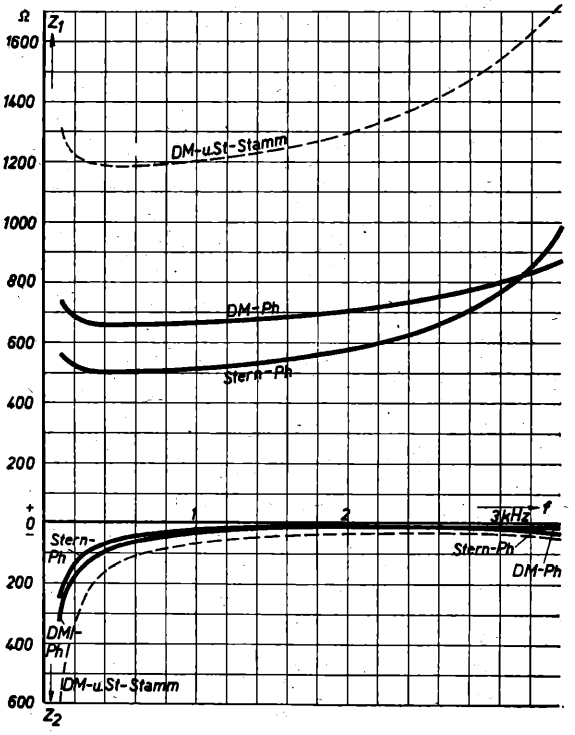
Abb. 10 a—c. Dämpfung von DM- und sternverseilten Kabelleitungen als Funktion der Frequenz bei s = 1,7 km und $L_{St} : L_{Ph}$ = 80/40 mH

diesem Fall den gleichen Verlauf für ihre übertragungstechnischen Eigenschaften wie die DM-Stammkreise zeigen. Aus den im Teil I dargelegten Gründen wurde die Sternverseilung mit Phantomausnutzung abgelehnt.

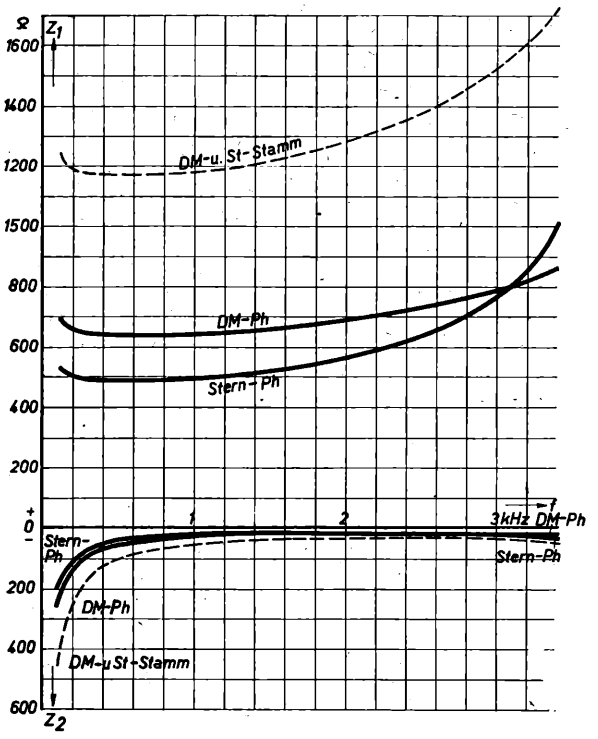
Die Betrachtung der Dämpfungswerte in der Netzgruppe [Teil I, 2] läßt erkennen, daß mit dem neuen Bespulungssystem und einer spezifischen Dämp-



a) 1,4 mm Leiterstärke



b) 1,2 mm Leiterstärke



c) 0,9 mm Leiterstärke

Abb. 11 a—c. Wellenwiderstand von DM- und sternverseilten Kabelleitungen als Funktion der Frequenz bei s = 1,7 km und $L_{St} : L_{Ph}$ = 80/40 mH

fung von 11,7 mN/km bei 1,4 mm starken Kupferleitern und bei einer Planungsdämpfung von 0,71 N zwischen VF und OA eine Leitungslänge von 60,7 km erreicht wird, was nach der Häufigkeitssummenkurve (Abb. 2) für 83 % der praktisch vorkommenden Fälle ausreicht. Da dieser Wert von 0,71 N in Ausnahmefällen um 0,1 N überschritten werden darf, sind Leitungslängen bis zu 69,2 km zulässig, womit 92 % der vorkommenden Fälle erfaßt werden. Für die darüber hinausgehenden Leitungslängen (8 % der vorkommenden Fälle) wären Endverstärker im zugehörigen VF einzuschalten oder sonstige Maßnahmen zur Dämpfungsherabsetzung zu treffen, worüber an anderer Stelle noch berichtet werden wird.

b) Werden wegen der Gleichstromwahl Kabelleitungen ohne Fernleitungsübertrager vorgesehen (z. B. bei

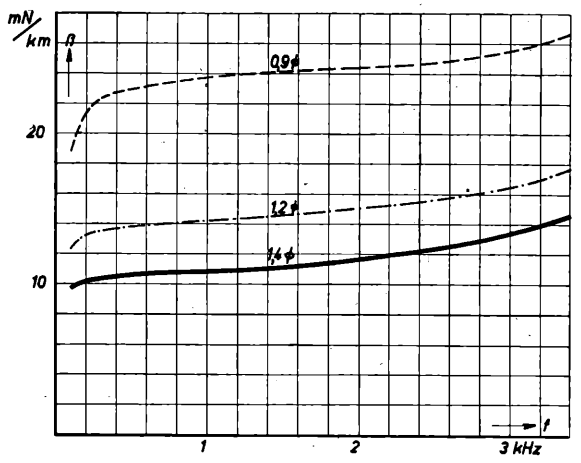


Abb. 12 a. Dämpfung von sternverseilten Kabelleitungen als Funktion der Frequenz bei reiner Stammbespulung s = 1,7 km und L_{St} = 80 mH

kürzeren Entfernungen in der Netzgruppe oder bei bespulten längeren Ortsverbindungsleitungen), so werden zweckmäßig sternverseilte Kabelleitungen mit den Aderdurchmessern 1,4 und 0,9 mm (u. U. auch 1,2 mm) verwendet, die mit Spulen von L = 80 mH nur in den Stämmen im Abstand von s = 1,7 km belastet werden. Damit ergeben sich die folgenden elektrischen Werte für diese Kabelleitungen:

Tafel 8

Stern-Verseilung, s = 1,7 km, L_{St} = 80 mH

	1,4 mm	1,2 mm	0,9 mm
β_{800}	10,8	14,0	23,4 mN/km
$\Delta\beta_{3400/800}$	3,9	3,7	3,2 mN/km
η_{3400}	0,75	0,74	0,73
f_0	4530	4600	4670 Hz
Z_0	1152	1168	1185 Ohm
C_k	36	35	34 nF/km

Der frequenzabhängige Verlauf der Dämpfungs- und Wellenwiderstandswerte ist aus den Abb. 12 a und b zu entnehmen.

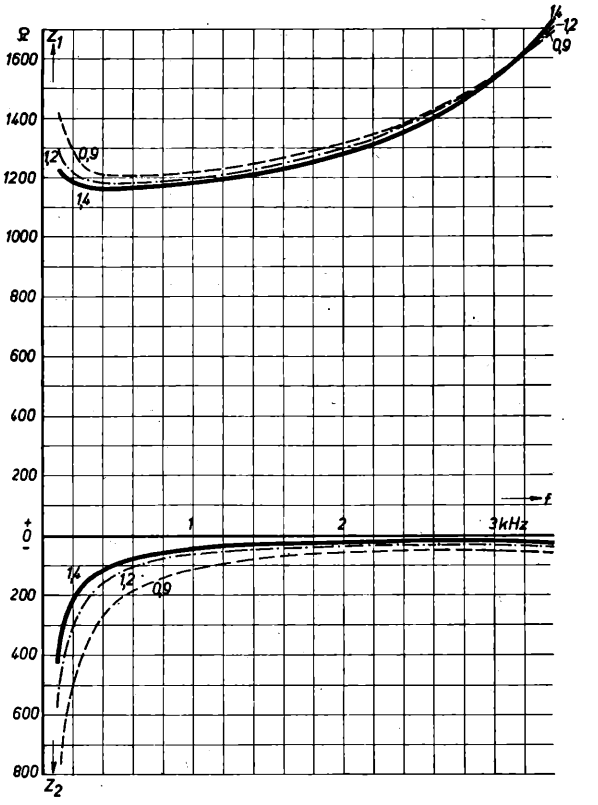


Abb. 12 b. Wellenwiderstand von sternverseilten Kabelleitungen als Funktion der Frequenz bei reiner Stammbespulung s = 1,7 km und L_{St} = 80 mH

Die technischen Einrichtungen für die Gleichstromwahl sind wesentlich billiger als die für die Wechselstromwahl (etwa im Verhältnis 1 : 3). Berücksichtigt man, daß bei der Verwendung von DM-verseilten Kabeln die Stammleitungen mit Fernleitungsübertragern abgeschlossen werden müssen, um den Phantomkreis zu bilden, und daß daher in diesen DM-verseilten Stammleitungen Wechselstromwahl erforderlich ist, so läßt sich ohne weiteres erkennen, daß je nach der Länge der Kabel und nach der Zahl der Kabeladern bei kürzeren Entfernungen in der Netzgruppe sternverseilte Kabel wirtschaftlicher sein können als DM-verseilte. Dabei darf allerdings

keine Starkstrombeeinflussung der Kabel vorliegen, die den Abschluß der Leitungen durch Ringübertrager geboten erscheinen läßt.

2. Ausländische Maßnahmen zur Übertragung des erweiterten Frequenzbandes auf bespulten Leitungen

Bekanntgeworden sind die nachstehend aufgeführten, in Frankreich, Großbritannien, in der Schweiz und in den USA vorgesehenen Maßnahmen (s. CCIF-Gelbbuch 1949, Bd. 3 Annexes).

a) Frankreich

Aus wirtschaftlichen Gründen ist in Frankreich nicht vorgesehen, die mittelschwer bespulten Zweidrahtleitungen (H 177/63 und H 177/107) umzubespulen; sondern man will sie nur noch für sehr kurze Sprechkreise verwenden. Dagegen ist beabsichtigt, die leicht belasteten Zweidrahtleitungen (H 88/36) bis 3200 Hz auszunutzen, wobei die allgemein übliche Übertragungsgrenze des 0,7fachen der Grenzfrequenz ($\eta_m = 0{,}7$) bis 0,8 erweitert wird. Damit ergeben sich als höchste übertragene Frequenzen bzw. als Grenzfrequenzen für die in Frankreich gebräuchlichen Leitungsdurchmesser 0,9 und 1,3 mm (Kupfer) bei DM-verseilten Kabelleitungen mit einem Spulenabstand von 1830 m und mit einer Kapazität von 38,5/62,5 nF/km die folgenden Werte:

Tafel 9

Bespulungsart	Grenzfrequenz f_0	Maximal übertragene Frequenz f_m	L_{St}/L_{Ph}	$\eta_m = f_m/f_0$
H 177/63	2900/3600	2300/3000	2,81	0,8/0,84
H 88/36	4100/5000	3200/3400	2,45	0,8/0,68

Auch für die mittelschwer bespulten Vierdrahtleitungen (H 177/63) ist eine Umbespulung nicht vorgesehen, da diese nur noch für kurze Querverbindungen außerhalb des allgemeinen Fernleitungsnetzes verwendet werden. Dagegen werden die leicht bespulten Leitungen (H 44/18) in Zukunft immer weiter ausgebaut, so daß auch Frequenzen über 3400 Hz übertragen werden können (Tafel 10):

Tafel 10

Bespulungsart	Grenzfrequenz f_0	Maximal übertragene Frequenz f_m	L_{St}/L_{Ph}	$\eta_m = f_m/f_0$
H 44/18	5800/7000	3400	2,45	0,59/0,49

Aus wirtschaftlichen Erwägungen ist keine Änderung des in Zweiband-Stromkreisen mit einer Bespulung von H 22/9 übertragenen Frequenzbandes beabsichtigt.

b) Großbritannien

Die englische Verwaltung vertritt den Standpunkt, daß die zukünftige Belastung der bespulten Kabelleitungen nicht höher als 66 mH bei einem Spulenabstand von 1830 m sein soll. Wenn auch die Dämpfung der unteren Frequenzen dabei größer ist als bei einer stärkeren Belastung, z. B. mit 88 mH-Spulen, so ergibt sich doch ein gleichmäßigerer Frequenzgang der Dämpfung. Bei der vorgesehenen Belastung mit 66 mH ist die Übertragungsgüte besser und bei verstärkten Leitungen die Entzerrung einfacher und das Nebensprechen geringer. Man erhält nachstehende elektrische Werte:

Tafel 11

Bespulungsart	Grenzfrequenz f_0	Maximal übertragene Frequenz f_m	L_{St}/L_{Ph}	$\eta_m = f_m/f_0$
H 66	4650	3400	—	0,73

c) Schweiz

In der Schweiz wird das bisherige Bespulungssystem H 177/63 für Fernkabel und H 177 für Bezirkskabel in Zukunft nicht mehr in Betracht gezogen. Für neue Anlagen werden die Spulenwerte halbiert, d. h. es werden die Bespulungsarten H 88,5/31,5 und H 88,5 angewendet. Für bestehende Anlagen werden die bisherigen Spulen parallel geschaltet. Damit erhält man folgende elektrische Werte:

Tafel 12

Bespulungsart	Grenzfrequenz f_0	Maximal übertragene Frequenz f_m	L_{St}/L_{Ph}	$\eta_m = f_m/f_0$
H 88,5/31,5 (0,9 mm-Adern)	4170/5560	3400	2,81	0,82/0,61
H 88,5/31,5 (1,4 mm-Adern)	4000/5350	3400	2,81	0,85/0,64

Bemerkenswert ist, daß die Dämpfung der Phantomkreise etwas höher als die der Stammkreise ist, was durch die geringe Belastung der Phantomkreise bedingt ist. Geringere Grenzfrequenzen in den Stammkreisen haben eine stärkere Verzerrung zur Folge, die bei verstärkten Leitungen kompensiert und bei unverstärkten Leitungen in Kauf genommen wird.

d) USA

In den USA wird die alte Bespulung H 172/63 im Laufe der Zeit aus dem Betrieb gezogen, und zwar entweder durch Entspulung der Kabeladern und Anwendung des TF-Zwölfbandsystems oder durch Umbespulung, d. h. durch Parallelschaltung von Spulen alten Typs, was eine Belastung mit 86/31,5 mH bedeutet.

Für neue Kabelanlagen wird in den USA nur noch die Bespulungsart H 88/50, B 88/50 und H 44/25 benutzt. Damit kann das vom CCIF empfohlene Frequenzband 300 ... 3400 Hz übertragen werden. Man erhält damit folgende elektrische Werte:

Tafel 13

Bespulungsart	Grenzfrequenz f_0	Maximal übertragene Frequenz f_m	L_{St}/L_{Ph}	$\eta_m = f_m/f_0$
H 88/50	4100/4240	3400	1,76	0,83/0,80
B 88/50	5800/6000	3400	1,76	0,59/0,57
H 44/25	5800/6000	3400	1,76	0,59/0,57

Die vorstehende Übersicht über die von verschiedenen ausländischen Verwaltungen bzw. Betriebsgesellschaften getroffene Lösung der Bespulungsfrage für das breite Frequenzband läßt erkennen, daß vielfach die bisher allgemein übliche Übertragungsgrenze des 0,7fachen der Grenzfrequenz bei einem Spulenabstand von $s = 1830$ m überschritten und daß die dadurch bedingte höhere Dämpfungsverzerrung in Kauf genommen wird. Bei einem Spulenabstand $s = 915$ m (B 88/50) hat man jedoch bereits früher der Verzerrung wegen das Verhältnis der oberen Übertragungsgrenze zur Grenzfrequenz wesentlich unter 0,7 gesenkt. Die alten leichten

Bespulungen H 44/25 und H 44/18 ergeben ohne weiteres recht gute Übertragungsleitungen für das breite Frequenzband mit geringer Verzerrung.

Aus den Ausführungen ist weiter zu entnehmen, daß die Verwaltungen nur zögernd an die mit höheren Kosten verbundene Umbespulung von bestehenden Kabelleitungen herangehen, während bei neuen Kabelanlagen grundsätzlich die Übertragung des breiten Frequenzbandes durchgeführt wird. Bemerkenswert ist der von der englischen Verwaltung vertretene Standpunkt der Wahl einer Bespulung mit 66 mH bei einem Spulenabstand von 1830 m zur Erzielung eines möglichst gleichmäßigen Frequenzganges. Die Grenzfrequenz ist dabei fast die gleiche wie bei dem von der deutschen Verwaltung gewählten neuen Bespulungssystem. Die kilometrische Dämpfungsverzerrung liegt bei dem englischen System etwas niedriger als bei dem deutschen System. Allgemein sind bei den anderen Verwaltungen die angeführten Leitungsarten traditionell vorhandene oder aus diesen abgeleitete Bespulungssysteme mit den sich daraus ergebenden teils höheren, teils niedrigeren Verzerrungen.

3. Die Eigenschaften unbespulter Ortskabel im erweiterten Frequenzbereich und ihr Beitrag zur Dämpfungsverzerrung

Bei der Behandlung des Problems der Frequenzbanderweiterung in den Bezirks- und Netzgruppenkabeln dürfte der Beitrag der unbespulten Ortskabel zu den Übertragungseigenschaften von Interesse sein. Die Dämpfungs- und Wellenwiderstandskurven unbespulter Ortskabel mit 0,6 und 0,8 mm (Kupfer) Leitern sind unter Annahme einer gleichen mittleren Betriebskapazität von C = 33 nF/km (die vertraglichen Höchstwerte liegen etwa bei 38 nF/km) in den Abb. 13 und 14 dargestellt (Wellenwiderstand als Ortskurve mit der Frequenz als Parameter). Z. B. erhält man bei einer aus 2 km

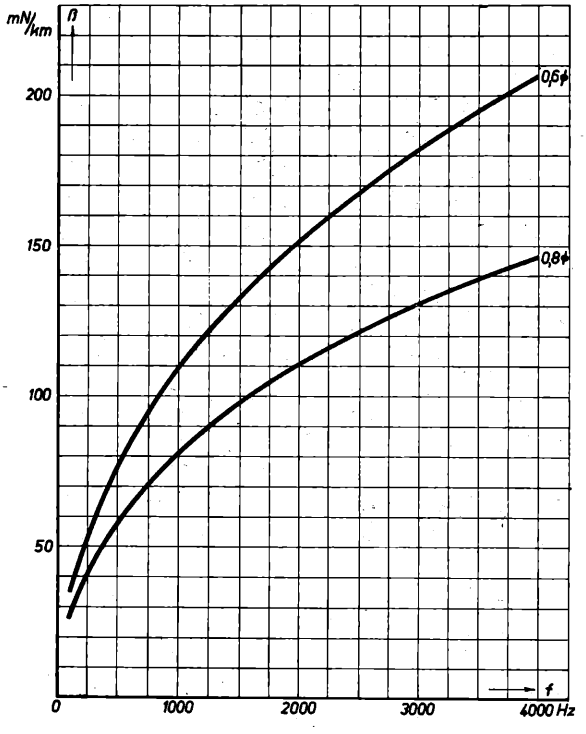


Abb. 13. Dämpfung von Ortskabelleitungen mit 0,6 und 0,8 mm Leiterstärke als Funktion der Frequenz

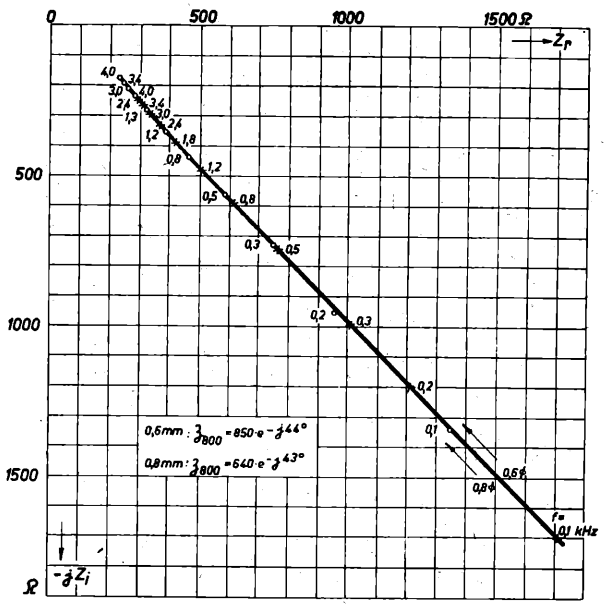


Abb. 14. Wellenwiderstand von Ortskabelleitungen mit 0,6 und 0,8 mm Leiterstärke als Funktion der Frequenz (Wellenwiderstand als Ortskurve mit der Frequenz als Parameter)

0,6 mm Cu und 3,4 km 0,8 mm Cu zusammengesetzten Anschlußleitung mit einer Dämpfung β_{800} von 0,45 N eine Dämpfungsverzerrung von 0,41 N ($b_{3400} - b_{800}$) gegenüber bisher 0,29 N ($b_{2400} - b_{800}$), d. h. die Zunahme der Dämpfungsverzerrung in den unbespulten Anschlußleitungen auf beiden Seiten einer Fernverbindung kann 0,24 N betragen.

Vergleicht man die Dämpfungsverzerrung der neuen Netzgruppenleitungen bei einem mittleren Netzgruppenradius von 60 km mit der Dämpfungsverzerrung der bisherigen Fernsprechleitungen (bis 2400 Hz) für die gleiche Entfernung, so ergibt sich folgendes:

Bei den 1,4-mm-Leitungen mit mittelschwerer Belastung erhält man für $2 \times 60 = 120$ km für die Leitungsstrecke VF...OA zwischen 800 und 2400 Hz $120 \times 3{,}2$ mN = 0,38 N Dämpfungsverzerrung. Bei der neuen Bespulung der 1,4-mm-Netzgruppenleitungen resultiert für $2 \times 60 = 120$ km eine Dämpfungsverzerrung von $120 \times 4{,}4$ mN = 0,53 N. Der Summe der Dämpfungsverzerrungen von 0,38 N + 0,58 N = 0,96 N der bisherigen Fernleitungen (bis 2400 Hz) einschließlich von $2 \times 5{,}4$ km langen Teilnehmerleitungen steht bei der neuen Netzplanung ein Wert von 0,53 N + 0,82 N = 1,35 N (Übertragungsgrenze 3400 Hz) gegenüber. Betrachtet man in diesem Zusammenhang die Bestrebungen, den Wert der maximalen Bezugsdämpfung einer Fernsprechverbindung herabzusetzen, so kann man unter Berücksichtigung der relativen Dämpfungsverzerrung keineswegs den Standpunkt vertreten, daß man aus Wirtschaftlichkeitsgründen Bespulungssystemen mit einer größeren kilometrischen Dämpfungsverzerrung hätte den Vorzug geben sollen. Eine Erweiterung der Empfehlungen des CCIF, die sich bisher für die Dämpfungsverzerrung auf den Abschnitt zwischen den äußersten zwischenstaatlichen Endverkehrsämtern durch die Formulierung beschränkt haben, daß für diesen Abschnitt die Dämpfungsverzerrung in dem wirksam übertragenen Frequenzband 1 N nicht überschreiten soll, wäre zu erwägen, damit die gesamte Leitung zwischen zwei Teilnehmern im zwischenstaatlichen Fernsprechverkehr erfaßt wird. Dabei sollte man

allerdings die nationalen Zubringerleitungen nicht durch übersteigerte Anforderungen an die Dämpfungsverzerrung zu kostspielig gestalten, andererseits aber auch die Annahme des breiten Frequenzbandes für die zwischenstaatlichen Leitungen durch nationale Leitungen mit zu starker Dämpfungsverzerrung nicht illusorisch machen. Das von der deutschen Verwaltung vorgesehene neue Bespulungssystem stellt in dieser Hinsicht einen wirtschaftlich und technisch günstigen Mittelweg dar.

4. Der Streckenausgleich bei den neuen Bespulungssystemen

Gegenüber den bisherigen Ausgleichstoleranzen sind nur geringe Änderungen erforderlich. Für den Längsausgleich (Ausgleich der Betriebskapazitäten) errechnet sich die zulässige relative Betriebskapazitätsabweichung im Spulenfeld bei vorgeschriebenen $\frac{\Delta Z}{Z}$-Werten aus der Formel [5]:

$$\frac{\Delta Z}{Z} = -j\frac{\Delta C}{C_s} \cdot 2 \operatorname{tg}\frac{\alpha_s}{2} \cdot e^{-2\gamma_s \cdot x}.$$

Durch Addition der Einzelabweichungen entsprechend der Wahrscheinlichkeit erhält man daraus:

$$\frac{\Delta C}{C_s} = \frac{\Delta Z}{Z} \frac{\sqrt{\beta_s}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_s}{2}}. \qquad (A)$$

Die Größe $\operatorname{tg}\frac{\alpha_s}{2} = \frac{\eta}{\sqrt{1-\eta^2}}$ ist zwar bei der neuen Bespulungsart für 3400 Hz höher als bei der alten Bespulungsart für 2400 Hz, gleichzeitig aber ist auch β_s größer. Allerdings kompensieren sich diese Einflüsse nicht vollständig. Will man daher bei dem neuen System für 3400 Hz die gleiche Nachbildgüte wie bei dem alten System für 2400 Hz erreichen, d. h. keine größeren $\frac{\Delta Z}{Z}$-Schwankungen zulassen, so muß man in den Stammkreisen die Betriebskapazitäten um $\approx$ 10 % (genauer 9 %) und in den Phantomkreisen um $\approx$ 20 % (genauer 21 %) strenger ausgleichen.

Für den Kopplungsausgleich ergeben sich die Toleranzen je Spulenfeld aus der Formel [6]:

$$k_{n,g} = \frac{4}{\pi f Z_m} e^{\frac{b_1+b_2}{2}} \sqrt{\frac{b_1 \pm b_2}{n \cdot \mathfrak{Sin}(b_1 \pm b_2)}}\, e^{-b_{n,g}}. \qquad (B)$$

Die +-Zeichen gelten für die Nahnebensprechkopplungen k_n.

Die —-Zeichen gelten für die Fernnebensprechkopplungen k_g.

Beim Mitsprechen zwischen Stamm- und Phantomkreisen desselben Vierers ist statt 4 im Zähler des ersten Gliedes der Gleichung auf der rechten Seite die Zahl 2 einzusetzen.

Da $Z_m = \sqrt{Z_1 Z_2}$ bei der neuen Bespulungsart geringer als bei der alten Bespulungsart ist, werden sich bei gleichen Ausgleichstoleranzen wie bisher etwas bessere $b_{n,g}$-Werte für die Schwerpunktsfrequenz ergeben. Da andererseits aber die Nebensprechdämpfung mit der Frequenz abnimmt und man in dem ganzen Bereich bis 3400 Hz befriedigende Werte erreichen will, ist es berechtigt, die bisherigen Ausgleichstoleranzen bei den Kopplungen beizubehalten. Ausgleichstechnisch bietet also das neue Bespulungssystem keine besonderen Schwierigkeiten.

5. Leitungen zur Übertragung von Rundfunkprogrammen

Im allgemeinen werden bei diesen Kabelaufbauten eine oder mehrere geschirmte Spezialleitungen zur Übertragung von Rundfunkprogrammen vorgesehen. Die Empfehlung des CCIF, auf diesen Leitungen ein Frequenzband von 50 bis 10 000 Hz verzerrungsfrei zu übertragen, nachdem man den Vorschlag einer Frequenzbandbreite von 30 bis 15 000 Hz (Montreux 1946) hat fallen lassen, würde bei s = 1,7 km eine Grenzfrequenz von 14 000 bis 15 000 Hz als zweckmäßig erscheinen lassen. Die deutsche Verwaltung hat jedoch für die künftigen Rundfunkleitungen eine Leiterstärke von 1,4 mm, eine Bespulung von 3,2 mH und einen Spulenabstand von 1,7 km festgelegt mit Rücksicht auf die zahlreichen S-Leitungen (sehr leicht belasteten Fernkabelleitungen) aus früherer Zeit, die noch vielfach unbenutzt sind, damit eine neue Rundfunkbespulung im deutschen Fernkabelnetz vermieden wird und die vorhandenen S-Leitungen in das Rundfunknetz einbezogen werden können. Außerdem wäre auch u. U. eine Ausnutzung dieser leicht belasteten Leitungen für den Fernsprechverkehr mittels einer Vorgruppe des deutschen Trägerfrequenzsystems möglich (drei Kanäle mit je 4 kHz Trägerabstand in der Frequenzlage 4 ... 16 kHz), wenn diese Leitungen für Rundfunkzwecke nicht benötigt werden. Damit erhält man folgende elektrische Werte für die Rundfunkleitungen:

Tafel 14

$\beta_{800} = 34$ mN/km	$\Delta\beta_{10000/800} = 16$ mN/km	Im Zusammenhang mit den Verstärkern bei längeren Verbindungen auszugleichen
$\beta_{10000} = 50$ mN/km	$\Delta\beta_{800/50} = 24$ mN/km	
$\beta_{50} = 11$ mN/km	$\Delta\beta_{15000/800} = 23$ mN/km	
$\beta_{15000} = 57$ mN/km	$\Delta\beta_{800/30} = 25{,}5$ mN/km	
$\beta_{30} = 8{,}5$ mN/km	$\Delta t_{10000/800} = 2$ µs/km	
$Z_0 = 270$ Ohm	$\Delta t_{50/800} = 10$ µs/km	
$f_0 = 21\,000$ Hz	$\Delta t_{15000/800} = 5{,}5$ µs/km	
	$\Delta t_{30/800} = 15$ µs/km	

Dämpfung und Wellenwiderstand der Rundfunkleitungen als Funktion der Frequenz sind in den Abb. 15 und 16 dargestellt, und zwar mit logarithmischer Frequenzskala wegen des großen Bereiches. Die Abb. 15 zeigt

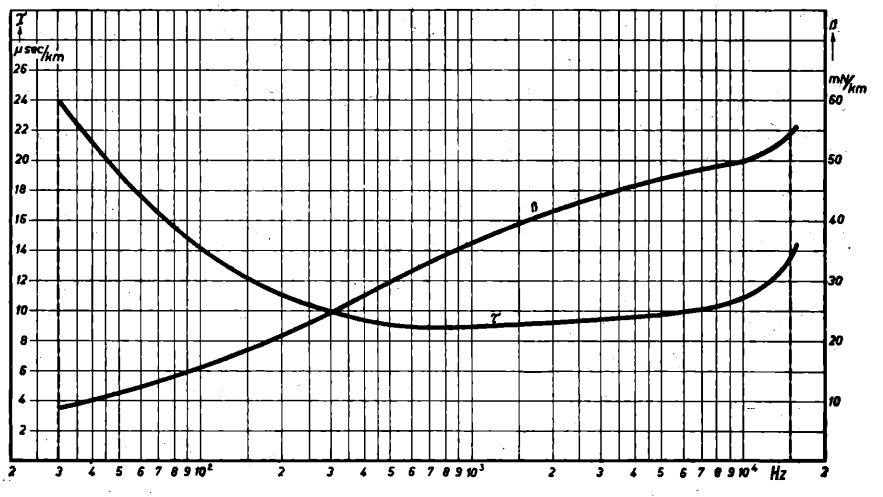


Abb. 15. Dämpfung und Gruppenlaufzeit von paarverseilten Rundfunkleitungen mit 1,4 mm Leiterstärke als Funktion der Frequenz s = 1,7 km und L_s = 3,2 mH

außerdem die Gruppenlaufzeit dieser Rundfunkleitungen, da bei einer einwandfreien Programmübertragung über größere Entfernungen an die Laufzeitverzerrung besondere Anforderungen gestellt werden. Außer der Laufzeitverzerrung der Kabelleitungen sind natürlich die der Zwischen- und Zusatzverstärkereinrichtungen zu berücksichtigen. Bei den normalen Netzgruppenleitungen wurde auf die Darstellung der Gruppenlaufzeit verzichtet, da ihr Einfluß wegen der geringen Streckenlänge bedeutungslos ist.

6. Eindringen der Trägerfrequenztechnik in die Netzgruppenebene

Was die zukünftige Entwicklung der Bezirks- und Netzgruppenkabel anbetrifft, so wird die Trägerfrequenztechnik (Tf) auch in diesen Bereich eindringen. Die stetige Zunahme des Fernsprechverkehrs und der Einführung des Selbstwähldienstes bis zur Fernwahl als Endziel erfordert stärkere Sprechkreisbündel. Bei reinem Niederfrequenzbetrieb (Nf) müßte man in kurzen Zeitabständen neue Kabel oder aber bereits zu einem verhältnismäßig frühen Zeitpunkt sehr hochpaarige Kabel auslegen, d. h. große Investitionen machen, die erst später für den Betrieb gebraucht werden. Kombiniert man jedoch in den Netzgruppenkabeln Nf- und Tf-Leitungen, so wählt man damit, vom augenblicklichen Investitionsstandpunkt aus gesehen, den wirtschaftlicheren Weg. Man kann dabei so vorgehen, daß man für den Betrieb in den Netzgruppenkabeln entweder den gleichen Leitungsaufbau wie im Weitverkehrsnetz (1,2 mm Sternvierer, C = 26,5 nF/km), d. h. besondere Leitungen vorsieht, oder aber auch die normalen DM-verseilten Leitungen zum Tf-Betrieb bis 120 kHz heranzieht. Ein gewisser Prozentsatz der DM-Leitungen könnte dann von vornherein unbespult bleiben oder aber später in dem erforderlichen Umfang Schritt für Schritt entspult werden. Im Gegensatz zu den Tf-Systemen des im Aufbau befindlichen Weitverkehrsnetzes, die als Vierdrahtsysteme (V-Systeme) in zwei parallel liegenden Kabeln betrieben werden, würden die Tf-Systeme in den eingleisigen Netzgruppenkabeln Zweidrahtsysteme (Z-Systeme) sein. Bis 120 kHz könnte man entweder Z 12-Systeme (12 Gespräche = 24 Kanäle bei 4 kHz Abstand der Trägerfrequenzen) mit größerem Aufwand für die Tf-Geräte oder Z 6-Systeme (6 Gespräche = 12 Kanäle bei 8 kHz Trägerabstand) mit geringerem Aufwand für die Tf-Geräte vorsehen.

Die Ergebnisse der umfangreichen Berechnungen für die Bespulungsmöglichkeiten der geplanten Bezirks- und Netzgruppenkabel hätten von den Verfassern nicht veröffentlicht werden können, wenn nicht eine vorbildliche Arbeitsgemeinschaft zwischen den Vertretern des Fernmeldetechnischen Zentralamts und der Kabelwerke zum Abschluß der technischen und wirtschaftlichen Untersuchungen beigetragen hätte. In der Arbeitskommission waren vertreten:

das Fernmeldetechnische Zentralamt (Dr. Düll, Dipl.-Ing. Seil),
die Deutsche Fernkabelgesellschaft, Gruppe West (Dr. Kemnitz),
die Kabelwerke:
Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft (Dr. Wolff),
Kabelwerk Duisburg (Dr. Pleuger),
Felten & Guilleaume (Dr. Stroh),
Mix & Genest (Dr. Widl),
Siemens & Halske (Obering. Schöbel).

Es sei den Verfassern gestattet, an dieser Stelle den beteiligten Herren für ihre bereitwillige und intensive Mitarbeit zu danken.

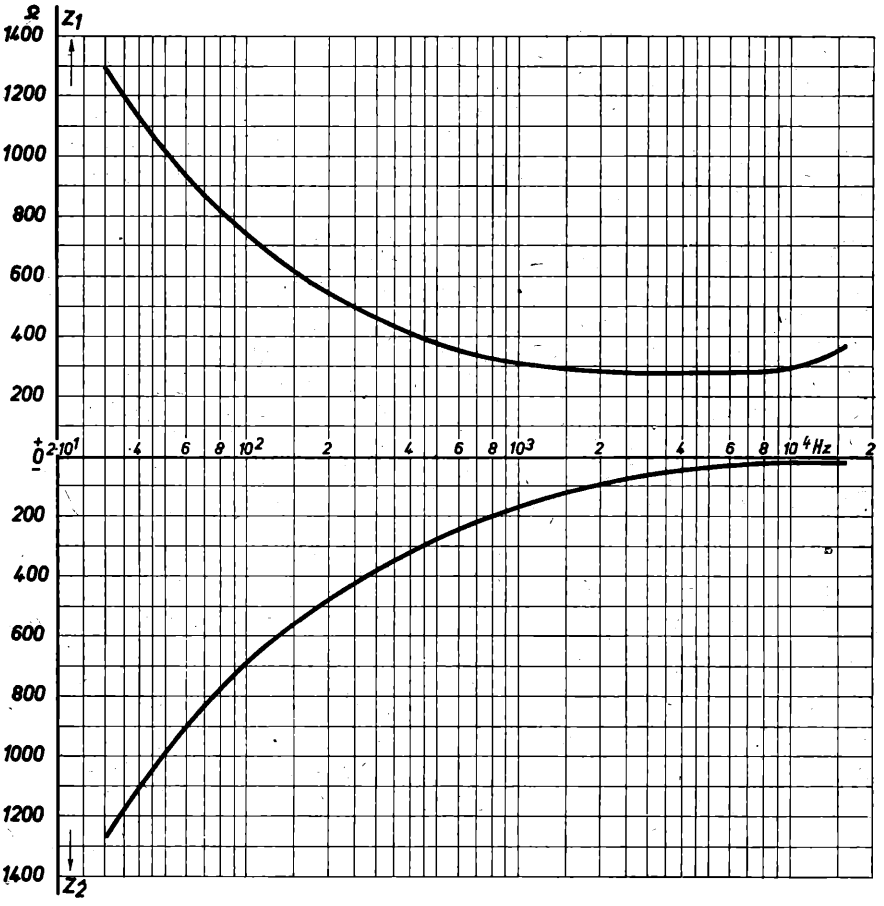


Abb. 16. Wellenwiderstand von paarverseilten Rundfunkleitungen mit 1,4 mm Leiterstärke als Funktion der Frequenz s = 1,7 km und L_s = 3,2 mH

Theoretischer Anhang

Seitdem O. Heaviside im Jahre 1893 [7] den Vorschlag machte, zur Herabsetzung der Dämpfung von Leitungen in gleichmäßigen Abständen Spulen einzuschalten und M. Pupin [8] diesen Gedanken in eine praktisch brauchbare Form brachte, haben sich eine Reihe von Wissenschaftlern mit der Theorie der Übertragung auf bespulten Leitungen befaßt. Von den verschiedenen Literaturangaben [9 ... 18] möge die Arbeit von M. H. Plejel [9] besonders erwähnt werden. Nachfolgend sollen eine zusammengefaßte Herleitung der praktisch gebrauchten Formeln und einige Hinweise für die Auswertung der genauen Formeln gegeben werden.

Aus den Vierpolgleichungen und den Kirchhoffschen Regeln für Strom und Spannung je Pupinglied erhält man für das Übertragungsmaß g und den Wellenwiderstand $\mathfrak{Z}$ einer mit halbem Spulenfeld beginnenden Pupinleitung die Gleichungen:

$$\mathfrak{Cof}\frac{g}{2} = \mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}}{\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}}} \tag{1a}$$

bzw.

$$\mathfrak{Sin}\frac{g}{2} = \mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}}{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}}} \tag{1b}$$

und

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_0\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_0}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{1}{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}\left(\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}+\frac{\mathfrak{R}_s}{2\mathfrak{Z}_0}\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}\right)}} \tag{2a}$$

bzw.

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_0\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}}{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}}\frac{1}{\mathfrak{Cof}^2\frac{g}{2}}}. \tag{2b}$$

Der Index 0 kennzeichnet die entsprechenden Größen der unbelasteten Kabelleitung.

$$\mathfrak{R}_s = R_s + j\omega L_s \tag{3}$$

ist der Scheinwiderstand der Pupinspule.

Die Übertragungsmaße der bespulten bzw. unbespulten Leitung für eine Spulenfeldlänge sind:

$$g = b + ja \tag{4a}$$

bzw.

$$g_0 = b_0 + ja_0 = s\sqrt{\mathfrak{R}_0\,\mathfrak{G}_0}. \tag{4b}$$

Der Wellenwiderstand der unbespulten Leitung ist:

$$\mathfrak{Z}_0 = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}_0}{\mathfrak{G}_0}}. \tag{5}$$

Bei niederen Frequenzen sind g und g_0 klein, und man erhält mit $\mathfrak{Sin}\,x = x$ und $\mathfrak{Cof}\,x = 1$ aus (1 b):

$$\frac{g}{2} = \frac{g_0}{2}\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s}{\mathfrak{Z}_0 g_0}}, \tag{1c}$$

d. h.

$$g = \sqrt{(\mathfrak{R}_0 s+\mathfrak{R}_s)\,\mathfrak{G}_0 s} = s\sqrt{\mathfrak{R}\,\mathfrak{G}_0}. \tag{1d}$$

Ebenso resultiert aus (2 b):

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_0\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s}{\mathfrak{Z}_0 g_0}}, \tag{2c}$$

d. h.

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}_0 s+\mathfrak{R}_s}{\mathfrak{G}_0 s}} = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{G}_0}}. \tag{2d}$$

Die Pupinleitungen erscheinen also bei tiefen Frequenzen, bei denen die obigen $\mathfrak{Sin}$- und $\mathfrak{Cof}$-Bedingungen erfüllt sind, als homogene Leitungen.

Mit den zusammengefaßten Kabel- und Spulendaten für R, L, C und G (Kapazität und Ableitung der Spule werden im allgemeinen vernachlässigt) erhält man unter Einführung der Verlustwinkel:

$$\operatorname{tg}\varepsilon = \frac{R}{\omega L} \tag{6}$$

und

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{G}{\omega C}. \tag{7}$$

Dämpfung und Phasenmaß der homogenen Leitung je km und den Wellenwiderstand aus den Gleichungen:

$$\beta_1 = \pi f\sqrt{LC}\sqrt{2(\operatorname{tg}\varepsilon+\operatorname{tg}\delta)\operatorname{tg}\frac{\varepsilon+\delta}{2}}, \tag{8}$$

$$\alpha_1 = \pi f\sqrt{LC}\sqrt{\frac{2(\operatorname{tg}\varepsilon+\operatorname{tg}\delta)}{\operatorname{tg}\frac{\varepsilon+\delta}{2}}} = \frac{\beta_1}{\operatorname{tg}\frac{\varepsilon+\delta}{2}}, \tag{9}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{\frac{\cos\delta}{\cos\varepsilon}}e^{-j\frac{\varepsilon-\delta}{2}}. \tag{10}$$

Für $\operatorname{tg}\varepsilon \leqq 0{,}1$ — für $\operatorname{tg}\delta$ ist diese Beziehung immer erfüllt — resultieren aus (8 ... 10) die bekanntesten Gleichungen für homogene Leitungen:

$$\beta_1 = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{11}$$

$$\alpha_1 = \omega\sqrt{LC}, \tag{12}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = \sqrt{\frac{L}{C}}\left(1-j\frac{\varepsilon-\delta}{2}\right). \tag{13}$$

Im unteren Frequenzbereich mit $\operatorname{tg}\varepsilon > 0{,}1$ und $\operatorname{tg}\delta \ll \operatorname{tg}\varepsilon$ werden aus (8 ... 10) die leichter auszuwertenden Formen:

$$\beta_1 = \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}, \tag{14}$$

$$\alpha_1 = \frac{\omega\sqrt{LC}}{\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}}, \tag{15}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = \sqrt{\frac{L}{C}}\frac{1}{\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}}\left[1-j\left(\operatorname{tg}\frac{\varepsilon}{2}-\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}\right)\right]. \tag{16}$$

Diese Formeln sind im gesamten Frequenzbereich der homogenen Leitung anwendbar, sie gehen für $\operatorname{tg}\varepsilon \leqq 0{,}1$ in die Formen (11 ... 13) über, und für den untersten Frequenzbereich bei $\operatorname{tg}\varepsilon \geqq 100$ erhält man:

$$\beta_1 = \sqrt{R\pi f C}, \tag{17}$$

$$\alpha_1 = \sqrt{R\pi f C}, \tag{18}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}e^{-j\frac{\pi}{4}} = \sqrt{\frac{R}{2\omega C}}(1-j). \tag{19}$$

Nach diesen Angaben für homogene Leitungen bzw. den unteren Frequenzbereich pupinisierter Leitungen mögen die genauen Formeln (1) und (2) weiter erörtert werden. Dabei werden folgende Beziehungen gebraucht, die die Trennung des Übertragungsmaßes in den reellen Dämpfungs- und imaginären Phasenanteil ermöglichen bzw. zu Vereinfachungen der Auswertung führen:

$$\mathfrak{Cof}\frac{g}{2} = \cos\frac{a}{2}\mathfrak{Cof}\frac{b}{2}+j\sin\frac{a}{2}\mathfrak{Sin}\frac{b}{2}, \tag{20a}$$

$$\mathfrak{Sin}\frac{g}{2} = \cos\frac{a}{2}\mathfrak{Sin}\frac{b}{2}+j\sin\frac{a}{2}\mathfrak{Cof}\frac{b}{2}, \tag{20b}$$

und weiter

$$\mathfrak{Sin}\,g_0 = g_0+\frac{g_0^3}{3!}+\frac{g_0^5}{5!}+\cdots, \tag{21a}$$

$$\mathfrak{Cof}\,g_0 = 1+\frac{g_0^2}{2!}+\frac{g_0^4}{4!}+\cdots, \tag{21b}$$

$$\mathfrak{Tg}\,g_0 = g_0-\frac{g_0^3}{3}+\frac{2g_0^5}{15}\mp\cdots \tag{21c}$$

Mit diesen Beziehungen erhält man [3]:

$$b = \left(b_1-a_1\frac{a_0 b_0}{6}\right)\frac{1}{\cos\frac{a}{2}}, \tag{22}$$

$$\sin\frac{a}{2} = \frac{a_1}{2} = \frac{f}{f_0}\frac{1}{\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}}, \tag{23}$$

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_1\frac{1}{\cos\frac{a}{2}}, \tag{24}$$

wobei der Index 1 die entsprechenden Größen der homogenisiert gedachten Pupinleitung kennzeichnet.

Die Gl. (22) läßt sich in die Form bringen:

$$\frac{b}{s} = \beta = \left[\left(\frac{R}{2Z}+\frac{GZ}{2}\right)\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}-\frac{R_0\sin^2\frac{a}{2}}{3Z\sqrt{1-\operatorname{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}}\right]\frac{1}{\cos\frac{a}{2}}. \tag{25}$$

Mit

$$\left.\begin{aligned}
\sin\frac{a}{2} &\approx \frac{f}{f_0} = \frac{\omega}{\omega_0} = \eta,\\
\cos\frac{a}{2} &= \sqrt{1-\eta^2},\\
f_0 &= \frac{1}{\pi\cdot s\cdot\sqrt{L\,C}},\\
Z &= \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0\cdot s\cdot L}{2} = \frac{2}{\omega_0\cdot s\cdot C},\\
R &= R_0 + \frac{R_s}{s}, \qquad G = G_0 + \frac{G_s}{s},\\
L &= \frac{L_s}{s} + L_0, \qquad C = C_0 + \frac{C_s}{s},\\
\frac{R_s}{L\cdot s} &\approx \frac{R_s}{L_s} = \frac{1}{\tau_s},\\
\frac{G}{C} &\approx \frac{G_0}{C} \approx \frac{G_0}{C_0} = \frac{1}{\tau_k}
\end{aligned}\right\} \qquad (26)$$

wird

$$\beta = \left[\frac{R_0\,C}{4}\,\omega_0\,s\left(1-\frac{2}{3}\,\frac{\eta^2}{1-\mathrm{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}\right) + \frac{\frac{1}{\tau_s}+\frac{1}{\tau_k}}{\omega_0\,s}\right]\frac{\sqrt{1-\mathrm{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}}}{\sqrt{1-\eta^2}} \qquad (27)$$

und mit

$$1-\mathrm{tg}^2\frac{\varepsilon}{2} \approx 1 \quad \text{(erfüllt für } \mathrm{tg}\,\varepsilon \leqq 0{,}1)$$

$$\beta = \left[\frac{R_0\,C}{4}\,\omega_0\,s\left(1-\frac{2}{3}\,\eta^2\right) + \frac{\frac{1}{\tau_s}+\frac{1}{\tau_k}}{\omega_0\,s}\right]\frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}} \qquad [28\,a]$$

bzw.

$$\beta = \frac{\pi\cdot R_0\cdot C}{2}\cdot f_0\cdot s\,\frac{1-\frac{2}{3}\cdot\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}} + \frac{\frac{1}{\tau_s}+\frac{1}{\tau_k}}{2\,\pi\,f_0\,s}\cdot\frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}}. \qquad [28\,b]$$

Diese Gleichung wurde im allgemeinen bei der Aufstellung der Kurvenscharen für die Dämpfung benutzt. Die zeichnerische Darstellung der Größen

$$\frac{1-\frac{2}{3}\cdot\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}} \quad \text{und} \quad \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}}$$

in Abhängigkeit von

$$\eta = \frac{f}{f_0} = \sin\frac{a}{2}$$

und der Größen

$$\sqrt{1-\mathrm{tg}^2\frac{\varepsilon}{2}} \quad \text{und} \quad \mathrm{tg}\,\frac{\varepsilon}{2}$$

in Abhängigkeit von

$$\mathrm{tg}\,\varepsilon = \frac{R}{\omega\,L}$$

erleichtert die Berechnung der Dämpfung, des Winkelmaßes und des Wellenwiderstandes außerordentlich und ist in den Abbildungen 17 a, b, c und d wiedergegeben. Beim Wellenwiderstand erscheint durch Kombination der Gln. (24) und (16) der Imaginärteil bei hohen Frequenzen etwas zu niedrig. Infolgedessen ist auch die folgende sich aus dem Kettenleiteransatz [18] ergebende Form gebräuchlich:

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}\,\frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}} - j\sqrt{\frac{L}{C}}\,\frac{b}{2}\,\frac{1}{\eta\,(1-\eta^2)}. \qquad (29)$$

Hierbei wird der Imaginärteil zu hoch gegenüber dem Ansatz nach der genauen Formel (2 b). Sonstige Näherungsformeln, die sich nach einigen Umformungen aus den genauen Gln. (2 a) bzw. (2 b) ergeben, sind aber verhältnismäßig kompliziert, z. B.:

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{G}}}\,\frac{1}{\cos\frac{a}{2}}\cdot\sqrt{1+\frac{\mathfrak{R}_s\left(\frac{\mathfrak{R}_0\,\mathfrak{G}_0\,s^2}{12} - j\,b\,\mathrm{tg}\,\frac{a}{2}\right) - \mathfrak{R}_0\,s\sin^2\frac{a}{2}}{\mathfrak{R}\cdot s}} \qquad (30)$$

oder

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}\,\frac{1}{\cos\frac{a}{2}} - \frac{\omega\,L_0\,s}{4}\,\mathrm{tg}\,\frac{a}{2} - j\sqrt{\frac{L}{C}}\cdot\frac{1}{\cos\frac{a}{2}}\left[\mathrm{tg}\,\frac{\varepsilon}{2} - \mathrm{tg}\,\frac{\delta}{2} + \frac{\beta s}{2}\cdot\mathrm{tg}\,\frac{a}{2} - \frac{R_0\cdot s}{3\cdot Z_0}\cdot\sin\frac{a}{2}\right]. \qquad (31)$$

In der Nähe der Grenzfrequenz, besonders bei sehr leicht bespulten Leitungen, zum Beispiel den Rundfunkpaaren in Metallfolie, empfiehlt es sich für b und $\mathfrak{Z}$, die genaue Formel auszuwerten, wenn auch die dafür aufzuwendende Zeit etwas höher ist. Als Beispiel möge die Berechnung für die 1,4 mm starke Rf-Leitung bei 16 kHz kurz angedeutet werden.

Ausgangsdaten: $s = 1{,}7$ km

$R_0 = 28{,}1$ Ω/km	$R_s = 1{,}7$ Ω
$L_0 = 0{,}7$ mH/km	$L_s = 3{,}2$ mH
$C_0 = 36$ nF/km	$\mathrm{tg}\,\delta_0 = 4{,}6\cdot 10^{-3}$

Aus den Gln. (8 ... 10) für die homogene unbelastete Leitung erhält man:

$$b_0 = \beta_0\,s = \pi f s\sqrt{L_0\,C_0}\sqrt{2\,(\mathrm{tg}\,\varepsilon_0 + \mathrm{tg}\,\delta_0)\,\mathrm{tg}\,\frac{\varepsilon_0+\delta_0}{2}} = 0{,}17012,$$

$$a_0 = \alpha_0\,s = \pi f s\sqrt{L_0\,C_0}\sqrt{\frac{2\,(\mathrm{tg}\,\varepsilon_0 + \mathrm{tg}\,\delta_0)}{\mathrm{tg}\,\frac{\varepsilon_0+\delta_0}{2}}} = \frac{b_0}{\mathrm{tg}\,\frac{\varepsilon_0+\delta_0}{2}} = 0{,}87376,$$

$$\mathfrak{Z}_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\sqrt{\frac{\cos\delta_0}{\cos\varepsilon_0}}\,e^{-j\frac{\varepsilon_0-\delta_0}{2}} = 144{,}7\cdot e^{-j\,0{,}1877}.$$

Der Scheinwiderstand der Spule ist:

$$\mathfrak{R}_s = R_s + j\omega L_s = 1{,}7 + j\,2\pi\cdot 16\cdot 3{,}2 = 321{,}7\,e^{j\left(\frac{\pi}{2} - 0{,}00528\right)}.$$

Die Tafeln von Hayashi ergeben:

$$\cos\frac{a_0}{2} = 0{,}90608, \qquad \mathfrak{Cof}\,\frac{b_0}{2} = 1{,}00362,$$

$$\sin\frac{a_0}{2} = 0{,}42311, \qquad \mathfrak{Sin}\,\frac{b_0}{2} = 0{,}08516,$$

$$\mathfrak{Cof}\,\frac{g_0}{2} = \cos\frac{a_0}{2}\,\mathfrak{Cof}\,\frac{b_0}{2} + j\sin\frac{a_0}{2}\,\mathfrak{Sin}\,\frac{b_0}{2} = 0{,}91007\,e^{j\,0{,}039624},$$

$$\mathfrak{Sin}\,\frac{g_0}{2} = \cos\frac{a_0}{2}\,\mathfrak{Sin}\,\frac{b_0}{2} + j\sin\frac{a_0}{2}\,\mathfrak{Cof}\,\frac{b_0}{2} = 0{,}43154\,e^{j\,1{,}39105}.$$

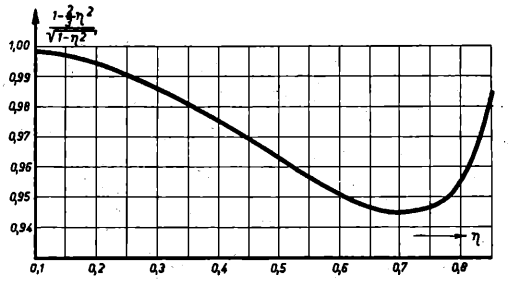


Abb. 17 a. $\frac{1-\frac{2}{3}\cdot\eta^2}{\sqrt{1-\eta^2}}$ in Abhängigkeit von η

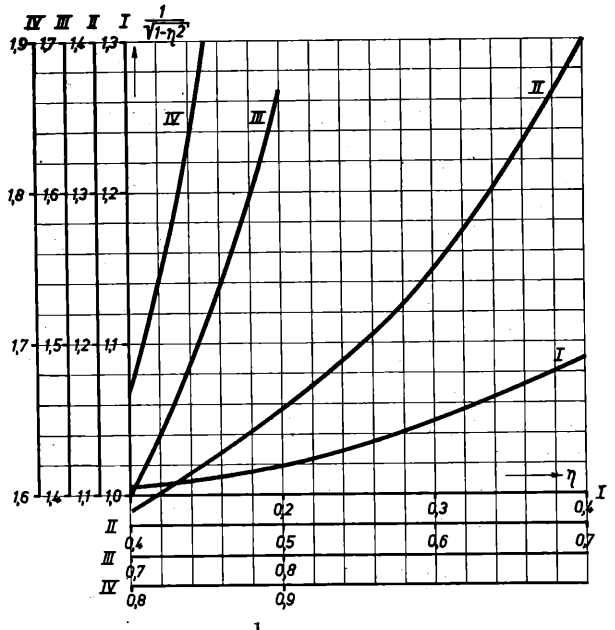


Abb. 17 b. $\frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}}$ in Abhängigkeit von η

Aus der Gl. (1 a) erhält man dann Dämpfungs- und Phasenmaß der Pupinleitung auf folgende Weise:

$$\mathfrak{Cof}\frac{g}{2} = \mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}\sqrt{1+\frac{\Re_s}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}}{\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}}} = 0{,}626\,33\,e^{j\,0{,}060\,19}$$

$$= \cos\frac{a}{2}\,\mathfrak{Cof}\frac{b}{2} + j\sin\frac{a}{2}\,\mathfrak{Sin}\frac{b}{2} = 0{,}625\,20 + j\,0{,}037\,76$$

$$\approx \cos\frac{a}{2} + j\,\frac{b}{2}\sin\frac{a}{2}.$$

Mit

$$\cos\frac{a}{2} = 0{,}625\,20$$

wird

$$\sin\frac{a}{2} = 0{,}780\,45$$

und

$$\frac{b}{2} = \frac{0{,}037\,67}{0{,}780\,45} = 0{,}048\,27$$

bzw.

$$\beta = \frac{b}{s} = 56{,}7\ \text{mN/km}.$$

Aus der Gl. (2 b) erhält man den Wellenwiderstand der Pupinleitung:

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_0\sqrt{1+\frac{\Re_s}{2\mathfrak{Z}_0}\frac{\mathfrak{Cof}\frac{g_0}{2}}{\mathfrak{Sin}\frac{g_0}{2}}\frac{1}{\mathfrak{Cof}^2\frac{g}{2}}}.$$

Für diese Gleichung sind die Zahlenwerte der einzelnen Glieder weiter oben angegeben bis auf $\mathfrak{Cof}^2\frac{g}{2}$. Der Wert hierfür ergibt sich durch Quadrierung von $\mathfrak{Cof}\frac{g}{2}$:

$$\mathfrak{Cof}^2\frac{g}{2} = 0{,}392\,29\,e^{j\,0{,}120\,38}$$

und es wird

$$\mathfrak{Z} = 381{,}25\,e^{j\,0{,}0670} = [380{,}4 - j\,25{,}5]\,\Omega.$$

Da bei der Rundfunkleitung auch die Gruppenlaufzeit interessiert, möge hierfür noch die entsprechende For-

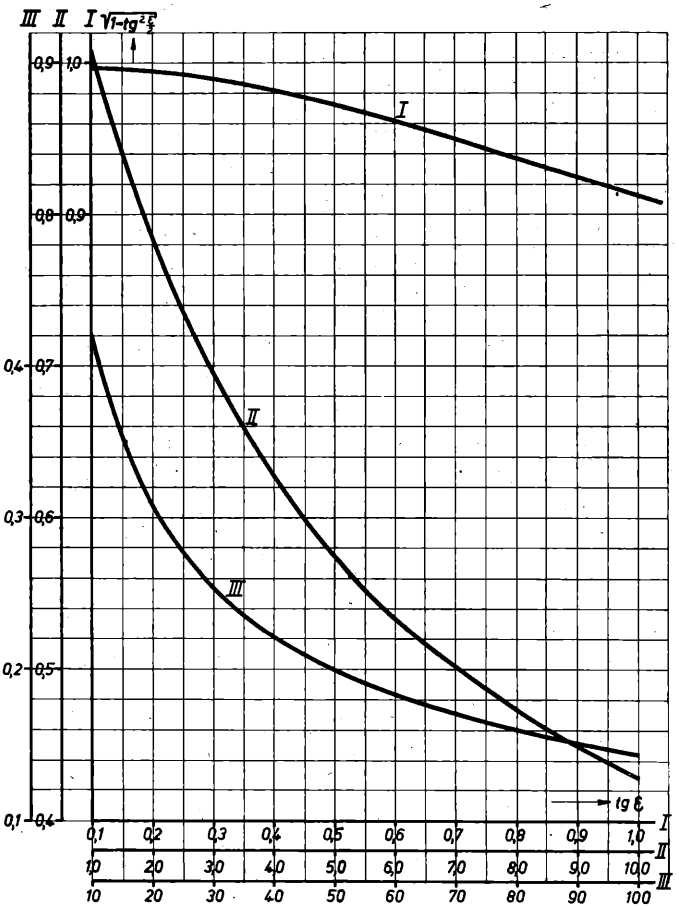


Abb. 17 c. $\sqrt{1-\mathrm{tg}^2\frac{\varepsilon}{\varepsilon}}$ in Abhängigkeit von tg ε

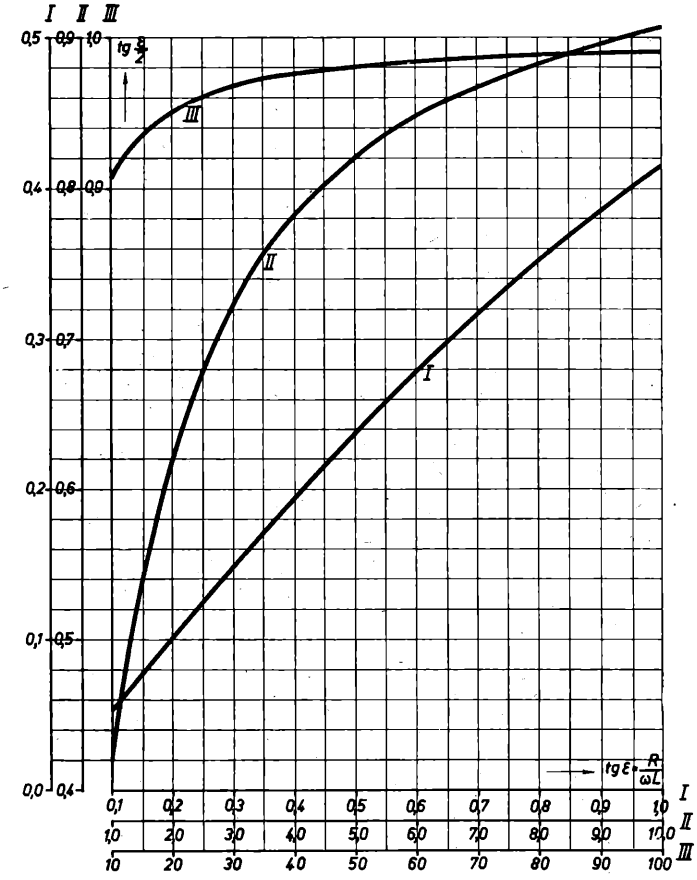


Abb. 17 d. tg $\frac{\varepsilon}{2}$ in Abhängigkeit von tg ε

mel gegeben werden. Aus der Differentiation von (23) erhält man:

$$\frac{d\,a}{d\,\omega} = t = \frac{1}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varepsilon}{2}}} \cdot \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\varepsilon}{2}} \cdot \qquad (32)$$

Bei hohen Frequenzen $\operatorname{tg} \varepsilon \leqq 0{,}1$ entfällt $\operatorname{tg}^2 \frac{\varepsilon}{2}$ und es ergibt sich die bekannte Form:

$$t = \frac{1}{\pi f_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}} \cdot \qquad (33)$$

Die Formeln (32) und (33) wurden bei der Aufstellung der Laufzeitkurve für die Rundfunkleitung benutzt.

Schrifttumsverzeichnis

[1] H. Bornemann, EFD 1938, H. 48, S. 33.
[2] —, Jahrbuch des elektr. Fernmeldewesens 1939, S. 194.
[3] H. Griem und G. Pleuger, EFD 1940, H. 55, S. 83.
[4] H. Fesser, F & G-Rundschau, Dezember 1950, H. 31, S. 157.
[5] K. Dohmen und G. Pleuger, EFD 1934, H. 37, S. 222 (1).
[6] K. Herz und G. Pleuger, Jahrbuch des elektr. Fernmeldewesens 1938, S. 95 (10).
[7] O. Heaviside, Electromagnetic Theorie I (1893), S. 445.
[8] M. J. Pupin, Trans. Am. Inst. Electr. Engr. 1900, H. 17, S. 245.
[9] M. H. Plejel, Compt. rend. conf. int. des techn. 1910, Bd. 4.
[10] K. W. Wagner, Arch. El. 1915, S. 315.
[11] K. Küpfmüller und H. F. Mayer, Wiss. Veröff. Siemens-Konzern 5, 1 (1926), S. 51.
[12] H. Schulz, TFT 1927, S. 183.
[13] H. F. Mayer, TFT 1927, S. 163.
[14] H. W. Droste, Neumeyerbuch 1934, S. 235.
[15] W. Weinitschke, TFT 1935, S. 113.
[16] H. Jordan, TFT 1939, S. 188.
[17] H. Richard, Der Fernmelde-Ingenieur 1943, H. 6.
[18] J. Wallot, Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik, 5. Auflage 1948, S. 232—251.

(Eingeg.: 23. April 1951)

Sonderdruck

FTZ · FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 2, FEBRUAR 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über Linearitätsgrenzen von Diskriminatorschaltungen, insbesondere bei Breitband-Richtverbindungssystemen mit FM

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

Von **P. Barkow**, Darmstadt

Mit 19 Abbildungen

DK 621.317.094

Von den Verzerrungsursachen der FM in Breitband-Richtverbindungssystemen wird insbesondere die Linearitätsgrenze einer Gegentakt-Diskriminatorschaltung untersucht.

1. Einleitung und zulässige Grenzwerte

Der ausschlaggebende Vorteil der FM in Breitband-Richtverbindungssystemen liegt bekanntlich in der Beibehaltung der klassischen Modulation, wie sie auch die moderne Trägerfrequenztechnik verwendet. Die eng nebeneinander frequenzgestaffelten Einseitenband-Nutzschwingungen großer Kanalbündel können dabei unmittelbar vom Draht- auf den Funkweg und umgekehrt übernommen werden, ohne daß Ummodulationen und zusätzliche Güteverluste die Übertragung verteuern und verschlechtern. Dieser Vorteil setzt allerdings voraus, daß auch die gleichen CCIF-Werte *) eingehalten werden, die den Pflichtwerten der neuen TF-Geräte (V 60) zugrunde liegen [1]. Nun ist für moderne Richtverbindungssysteme, deren technische Grundlagen in zwei Arbeiten von K. O. Schmidt [2, 3] ausführlich behandelt wurden, der je Funkfeld und Geräuschursache anzusetzende Grundwert von 8 N bei geeigneter Wahl aller Funkfelddaten wie Sendeleistung, Antennenverstärkung, Feldlänge, Empfängerempfindlichkeit und Modulationsverbesserung heute durchaus erreichbar. Die noch zu lösenden Aufgaben sind vorwiegend Linearitätsprobleme. Hierauf ist von E. Hölzler bereits vor längerer Zeit mit einer umfassenden Arbeit [4] hingewiesen worden. Ebenso wie für das Rauschen kann man nun auch für jede der drei übrigen Einzelursachen, z. B. für das Klirrgeräusch, den gleichen Grundwert von 8 N je Funkfeld bzw. 6,7 N je Verbindungsabschnitt auf folgende Einzelbeiträge im Zuge des Übertragungsweges aufschlüsseln:

1. Verzerrungen des Modulators einschließlich Hubunsymmetrie,
2. Laufzeitverzerrungen der Antennenzuführungen und der HF- und ZF-Selektionskreise,
3. Verzerrungen durch nichtideale Begrenzer,
4. Diskriminator- und
5. Ausgangsverstärkerverzerrungen.

Schreibt man jedem Einzelbeitrag die gleiche Größe zu, so würde sich ein zulässiger Grenzwert ergeben von $b_g = 6{,}7 + \frac{1}{2} \ln 5 = 7{,}5$ N je Klirrbeitrag und Verbindungsabschnitt bzw. $b'_g = 8 + \frac{1}{2} \ln 5 = 8{,}8$ N je Klirrbeitrag und Funkfeld.

Weiter könnte man noch nach geradzahligen und ungeradzahligen Klirranteilen unterscheiden. So wurde in einer früheren Arbeit [5] in etwas anderer Aufschlüsselung für die Hubunsymmetrie als Teilklirrbeitrag zu 1. ein Grenzwert von 8,7 N je Funkfeld vorgeschlagen. Hierbei war wegen des Vergleichs mit älteren Systemen, die in jeder Relaisstelle neu modulieren, auf ein Funkfeld und auf geradzahlige Klirranteile bezogen worden. Bei neueren Richtverbindungssystemen mit zwischenfrequenter Durchschaltung in den Relaisstellen entfällt aber die Summation in den Funkfeldern für alle Einzelbeiträge außer Punkt 2, so daß für Modulator und Diskriminator je 7,5 N ausreichen. Dies hindert nicht, daß man für die Hubunsymmetrie allein als Teilwert zu 1. einen höheren Wert anstreben sollte, um 7,5 N unbedingt sicherzustellen. Der Klirrbeitrag 2, für den die Geräuschsummation weiter zutrifft und Klirrbeitrag 3 wurden bereits von anderer Seite [4, 6, 7] ausführlich behandelt.

2. Umwandlerkennlinien

Die Frequenz-Amplitudenumwandlung auf der Empfangsseite erfolgt allgemein auf den Flanken von Selektivgliedern. Die Linearität dieser Umwandlung hängt davon ab, wieweit sich trotz des Kurvencharakters von Schwingkreisflanken ein geradliniger Arbeitsbereich in der Größenordnung von 7,5 N Klirrdämpfung und darüber gewinnen läßt. Bekanntlich verlaufen die Flanken von Schwingkreisen bei linearer Teilung der Frequenzachse unsymmetrisch zur Resonanzfrequenz, so daß neben der restlichen Krümmung der Kennlinien auch gleichzeitig ihr Symmetriefehler zu berücksichtigen wäre. Die Betrachtung läßt sich nun wesentlich vereinfachen, wenn man den Symmetriefehler zunächst ausscheidet. Diese Gelegenheit bietet offenbar die Kennlinie eines Gegentaktdiskriminators nach Abb. 1, wenn man auf einer frequenzreziproken Teilung der Frequenzachse zu beiden Seiten der ZF-Mitte symmetrisch versetzte Schwingkreise zugrunde legt. Der relative Frequenzwert 1 für die ZF-Mitte stellt dann den geometrischen Mittelwert für die zu dieser Mitte relativen Frequenzwerte der Resonanzfrequenzen dar. Die aus den Flanken der Schwingkreise gebildete Kennlinie soll daher im folgenden als Kennlinie mit geometrischer Mitte bezeichnet werden. Für Betrachtung und Messung muß dabei weiter ein entsprechend idealisierter Frequenzhub vorausgesetzt werden, dessen geometrische Mitte sich mit der des Diskriminators deckt. Die Überlegungen erstrecken sich auch zunächst nur auf den statischen Anteil der Klirrwerte. Auf den dynamischen Verzerrungsanteil wird am Schluß der Arbeit kurz eingegangen.

*) Nach Ring und Zerbel, FTZ 1950, H. 10, ist die zulässige Geräuschspannung $u_g \leqq 1$ mV am Pegel — 0,8 N, Z = 600 Ohm oder $u_g \leqq 2$ mV am rel. Pegel 0. Bei vier Geräuschursachen wird je Ursache $u'_g \leqq \frac{2}{\sqrt{4}} \leqq 1$ mV am Pegel 0. Dies entspricht beim Maximalhub des Systems 6,7 N Abstand für Rauschen, Klirrgeräusch usw. je Verbindungsabschnitt von 850 km Länge oder $6{,}7 + \frac{1}{2} \ln 17 = \text{rd } 8$ N je Funkfeld mit 50 km Regellänge.

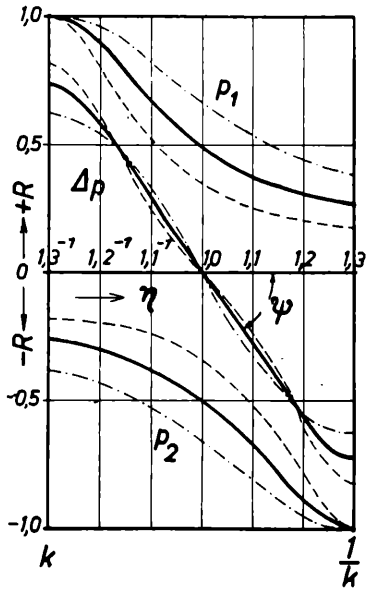


Abb. 1. Umwandlerkurven. p_1-, p_2- und Δp-Kurven

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad k = \frac{\omega_1}{\omega_0};\quad \frac{1}{k} = \frac{\omega_2}{\omega_0};$$

$$p_1 = \frac{|\Re_1|}{R};\quad p_2 = \frac{|\Re_2|}{R};$$

$$\Delta p = p_1 - p_2$$

3. Kennlinie mit geometrischer Mitte

Die Resonanzfrequenzen ω_1 und ω_2 der beiden Umwandlerschwingkreise L_1, C_1, R_1 und L_2, C_2, R_2 sind symmetrisch zur mittleren ZF-Frequenz ω_0 in der Weise versetzt, daß $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$ und $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$ sind. Abb. 2 zeigt eine Meßschaltung, Abb. 3 die Zusammenwirkung der Schwingkreisvektoren in der bekannten Zeigerdarstellung.

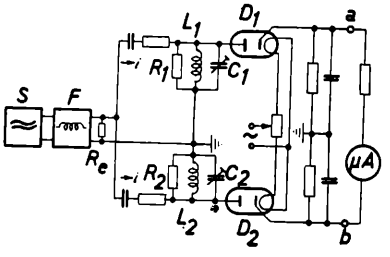


Abb. 2. Umwandlermeßschaltung

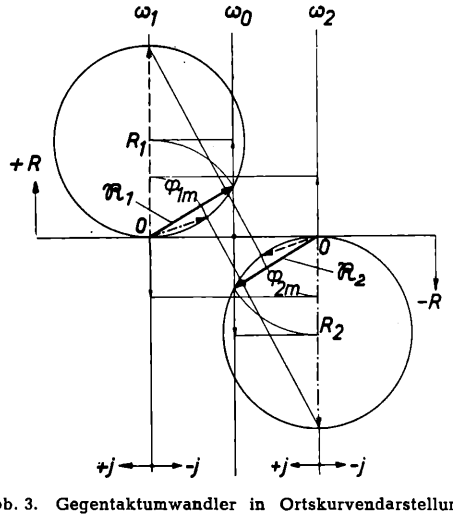


Abb. 3. Gegentaktumwandler in Ortskurvendarstellung

a) Einzelkreise

Für den komplexen Leitwert $\frac{1}{\Re_1}$ einer Parallelschaltung L_1, C_1, R_1 in Abb. 4 gilt:

$$\frac{1}{\Re_1} = \frac{1}{R_1} + j\,\frac{1}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}\left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)$$

$$= \frac{1}{R_1} + j\,\frac{1}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}\,2 \cdot \left(\operatorname{Sin} \ln \frac{\omega}{\omega_1}\right). \qquad (1)$$

Dabei liegen sämtliche Werte von $\frac{1}{\Re_1}$ auf einer Geraden senkrecht zur Abszisse im Abstand $\frac{1}{R_1}$ vom Nullpunkt. Diese Gerade erstreckt sich für $\omega = 0 < \omega_1 < \infty$ von $-j\infty$ bis $+j\infty$. Für $\omega = \omega_1$ wird der Leitwert $\frac{1}{\Re_1} = \frac{1}{R_1}$ reell und liegt auf der Abszisse. Wählt man R_1^2 als Inversionspotenz, so liegen bekanntlich sämtliche Widerstandswerte $\Re_1$ auf einem Kreis über R_1. Betrag und Winkel lassen sich bestimmen, indem man den Blindleitwert nach Gl. (1) auf einem Kreis in Richtung des Inversionszentrums 0 projiziert, so daß 0 D den Betrag des Widerstandsvektors $\Re_1$ ergibt. Aus der Abb. 4 läßt sich ferner ohne weiteres ablesen:

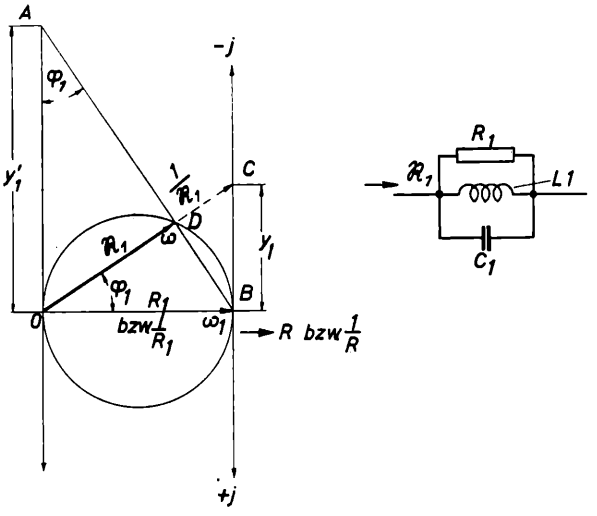


Abb. 4. Schaltung und Ortskurvendiagramm eines Schwingkreises mit R_1, L_1, C_1

$$p_1 = \frac{|\Re_1|}{R_1} = \cos \varphi_1, \qquad (2)$$

$$p_2 = \frac{|\Re_2|}{R_2} = \cos \varphi_2, \qquad (3)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = -2\,x_1 \operatorname{Sin}\left(\ln \frac{\omega}{\omega_1}\right), \qquad (4)$$

und

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = -2\,x_2 \cdot \operatorname{Sin}\left(\ln \frac{\omega}{\omega_2}\right), \qquad (5)$$

wenn man als Gütefaktoren

$$x_1 = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}} \qquad (6)$$

und

$$x_2 = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}} \qquad (7)$$

setzt. Dabei wird für $\omega > \omega_1 : \varphi_1$ negativ, für $\omega < \omega_2 : \varphi_2$ positiv; dagegen bleiben p_1 und p_2 stets positiv, da der Cosinus für Winkel zwischen 0 ± 90^0 stets positiv ist.

b) Berechnung und Konstruktion einer Kennlinie

Setzt man in Abb. 2 eine konstante Einströmung i aus der vor dem Umwandler liegenden Begrenzerröhre oder

aus dem Meßsender S mit Filter F voraus, so gilt für die resultierende Spannung v an den Klemmen a und b:

$$v = i\,(p_1 \cdot R_1 - p_2 \cdot R_2) \cdot C,$$

wobei C eine hier nicht weiter interessierende Schaltungskonstante ist. Wählt man weiter

$$R_1 = R_2,\ x_1 = x_2 = x,$$

die relative Versetzung der Kreise zur ZF-Mitte ω_0:

$$k = \frac{\omega_1}{\omega_0} \text{ bzw. } \frac{1}{k} = \frac{\omega_2}{\omega_0}, \tag{8}$$

so kann man ganz allgemein Berechnung und Konstruktion der Gegentaktkennlinie auf relative Werte von R und ω_0, also auf $p = \frac{|\Re|}{R}$ und $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ beziehen und schreiben:

$$\Delta p = p_1 - p_2 = \cos\varphi_1 - \cos\varphi_2, \tag{9}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = -x\left(\frac{\omega}{\omega_0 \cdot k} - \frac{\omega_0 \cdot k}{\omega}\right) = -2x \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{\eta}{k}\right), \tag{10}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = -x\left(\frac{\omega}{\omega_0/k} - \frac{\omega_0/k}{\omega}\right) = -2x \cdot \mathfrak{Sin}\,(\ln\eta \cdot k). \tag{11}$$

Ersetzt man in den Umwandlergleichungen (10) und (11) k durch k^{-1}, so geht Gl. (10) in (11) über und umgekehrt. Die Kennlinie ist daher spiegelbildlich symmetrisch zur relativen Mitte $\eta = 1$ der Frequenzachse. Hierfür wird:

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = -2x \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{k}\right), \tag{12}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = +2x \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{k}\right), \tag{13}$$

$$|\varphi_1| = |\varphi_2| = \varphi_m,\ \Delta p = 0.$$

Bei den Resonanzfrequenzen der Umwandler-Kreise wird:

für $\eta = k$:

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = 0,\quad \operatorname{tg}\varphi_2 = +2x \cdot \mathfrak{Sin}\,2 \cdot \left(\ln\frac{1}{k}\right), \tag{14}$$

$$\cos\varphi_1 = 1,\quad \Delta' p = 1 - \cos\varphi_2;$$

für $\eta = \frac{1}{k}$:

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = -2x \cdot \mathfrak{Sin}\,2 \cdot \left(\ln\frac{1}{k}\right),\quad \operatorname{tg}\varphi_2 = 0, \tag{15}$$

$$\cos\varphi_2 = 1,\quad \Delta'' p = \cos\varphi_1 - 1 = -(1 - \cos\varphi_1).$$

Nach den Gl. (14) und (15) sind φ_1 und φ_2, $\Delta' p$ und $\Delta'' p$ entgegengesetzt gleich. Infolge dieser weiteren Symmetrie der Kennlinie auch zur Δp-Achse entfallen geradzahlige Klirranteile. (K_2, K_4 usw. = 0). Krümmungen der Kennlinie bedeuten daher nur noch ungeradzahlige Klirranteile. (K_3, K_5 usw. $\neq$ 0). Man kann nun für eine bestimmte relative Versetzung k der Umwandlerkreise durch Substitution von 3 nahe beieinanderliegenden x-Werten unschwer feststellen, daß die Δp-Kurve nach Abb. 1 am geradlinigsten wird, wenn die p_1- bzw. p_2-Kurven in der ZF-Mitte bei $\eta = 1$ etwa auf die Hälfte ihres Resonanzwertes R abgefallen sind und somit $\cos\varphi_1 = \cos\varphi_2 \approx 0{,}5$, $\varphi_1 \approx -60°$, $\varphi_2 \approx +60°$, $\operatorname{tg}\varphi_1 \approx -\sqrt{3}$, $\operatorname{tg}\varphi_2 \approx +\sqrt{3}$.

Nach Gl. (15) erhält man dann

$$x = \frac{-\sqrt{3}}{-2 \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{k}\right)}, \tag{16}$$

und für gegebene R- und ω_0-Werte die L- und C-Werte der beiden Kreise mit Hilfe folgender Beziehungen:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = \frac{R}{x},\quad \sqrt{L_2 \cdot C_2} = \frac{1}{\omega_2} = \frac{k}{\omega_0};$$

$$\sqrt{L_1 \cdot C_1} = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{k \cdot \omega_0},$$

$$L_2 = \frac{R}{x} \cdot \frac{k}{\omega_0}, \tag{17}$$

$$C_2 = \frac{k}{\omega_0} \cdot \frac{x}{R}, \tag{18}$$

$$L_1 = \frac{R}{x} \cdot \frac{1}{k \cdot \omega_0}, \tag{19}$$

$$C_1 = \frac{x}{R} \cdot \frac{1}{k \cdot \omega_0}. \tag{20}$$

4. tg ψ-Kurven der Kennlinie

Errechnet man nach den im Abschnitt 3 b angegebenen Formeln für einen vorgegebenen k-Wert die Δp-Kurve — infolge der Symmetrie kann man sich auf eine Hälfte beschränken —, so wird man bei geeigneter Wahl von x bereits eine durchaus geradlinig erscheinende Kennlinie erreichen. Das gleiche trifft für Meßwerte an einer Umwandlerschaltung (z. B. nach Abb. 2) zu, deren Kreise nach den Beziehungen 16 ... 20 berechnet sind. Ebenso findet man in der Literatur [8] oder in technischen Beschreibungen Umwandlerkurven, deren Geradlinigkeit als Maßstab für die Güte des Diskriminators angeführt wird. Derartige Darstellungen in der üblichen Bildgröße können aber nur Abweichungen von der Geraden bis zu einigen v. H., also Klirrdämpfungen von 3 ... 4 N, noch gerade erkennen lassen. Fehler der hier zu untersuchenden Größenordnung von wenigen Zehntel Promille liegen innerhalb der Strichstärke solcher Kennlinienbilder und wären nur erkennbar, wenn man zu Bildgrößen der Diagramme von 2 ... 20 m übergehen würde. Die erforderliche Genauigkeit läßt sich aber viel besser dadurch erreichen, daß man an Stelle der Kennlinienschräge den Tangens ihres Neigungswinkels ψ gegen die Frequenzachse über den zugehörigen η-Werten aufträgt. Dies ergibt im Idealfall, wenn man $\pm \operatorname{tg}\psi$ in Abb. 5 nach der gleichen Richtung, z. B. nach oben, auf-

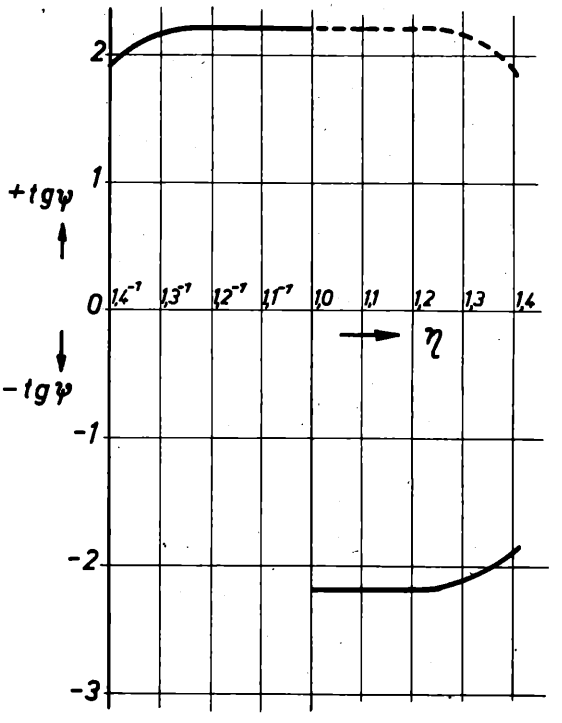


Abb. 5. Ideale tg ψ-Kurve
$\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$; $\operatorname{tg}\psi = \frac{\Delta p}{\Delta \eta}$

trägt, eine Parallele zur Frequenzachse für den nutzbaren Arbeitsbereich. Hierbei gilt folgende einfache Beziehung:

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\Delta p}{1-\eta} = \frac{\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2}{1-\eta}. \qquad (21)$$

Für $\eta > 1$ wird ψ negativ, für $\eta = 1$ dagegen ist $\operatorname{tg}\psi = \frac{0}{0}$, also unbestimmt. Später noch gezeigte Steilheitskennlinien (vgl. Abschnitt 7), wie sie auch G. Bosse [9] in einer Arbeit über das dynamische Verhalten des Frequenzdetektors verwendet, führen hier zu umständlicheren Rechnungen, weil die für relativ schmale Kreise noch tragbaren Vernachlässigungen bei Breitband-FM entfallen.

5. Meßmethoden

Hinsichtlich der Genauigkeit treffen ähnliche Überlegungen für Aufbau und Abgleich von Meßdiskriminatorschaltungen sowie für die Wahl der Meßmethode zu. Erforderlich sind entsprechend hohe Amplituden- und Frequenzkonstanz sowie kleiner restlicher Frequenzgang und Klirrfaktor des Prüfgenerators. Seine Frequenzgenauigkeit muß quarzgebunden sein oder laufend während der Messungen mittels Quarzfrequenzmesser überwacht werden. Die unvermeidlichen Streuungen der Schaltkapazitäten und des Aufbaues lassen sich nur dadurch weitgehend ausscheiden, daß man die Umwandlerkreise (L- und C-Werte) auf die Sollfrequenzen mittels Frequenzmesser abgleicht und die Nachprüfung des x-Wertes dann in der Weise vornimmt, daß der Abfall der p_1- bzw. p_2-Kurven bei $\eta = 1$ dem Sollverhältnis $\left(\text{z. B. } \frac{R}{2}\right)$ entspricht. Die Umwandlerkurve selbst ergibt sich dann als Differenzkurve von p_1 und p_2. Aus den vorher erwähnten Gründen errechnet man aber besser sogleich nach den abgelesenen Meßwerten mit großer Genauigkeit (Logarithmentafel) die $\operatorname{tg}\psi$-Werte, die man jetzt in praktisch beliebig genauem Maßstab aufzeichnen kann. Mit differentiellen Meßmethoden lassen sich auch Steilheitskurven unmittelbar aufnehmen. Eine stetig veränderbare ZF-Frequenz mit sehr kleinem relativen Meßhub und niedriger Hubfrequenz ergibt nach der Gleichrichtung hinter den zu prüfenden Umwandlerkreisen eine der Steilheit des jeweiligen Kennlinienpunktes proportionale, bei entsprechender Verstärkung unmittelbar eichbare NF-Amplitude. Der konstante Meßhub wird dabei so klein gewählt, daß die Steilheit innerhalb des von ihm ausgesteuerten Kennlinienteilchens noch als gleichbleibend angesehen werden kann. Ändert man nun die mittlere ZF-Frequenz und durchfährt damit den ganzen Kennlinienbereich, so läßt sich die Steilheitskurve entweder punktförmig aufnehmen oder bei periodischer Änderung unmittelbar als stehendes Oszillographenbild sichtbar machen. Mittels der den $\operatorname{tg}\psi$-Kurven oder den Steilheitskurven entnommenen Restwelligkeit w kann die relative Welligkeit

$$w_r = \frac{w}{\operatorname{tg}\psi_m} \qquad (22)$$

und daraus der Klirrfaktor bzw. die Klirrdämpfung *) errechnet werden. Neben diesen Methoden einer Kennlinienauswertung zur Bestimmung der Klirrdämpfung gestattet die bekannte Doppeltonmethode [4, 10] eine praktische Nachprüfung der Kombinationstonfaktoren, die bei der FM den unteren Teil des demodulierten Nutzbandes besonders gefährden.

*) Nach einer graphischen Methode von Rothe und Kleen [11] für die Bestimmung von Oberwellenamplituden einer Kennlinie lassen sich Beziehungen für die Bestimmung der Klirrwerte aus der rel. Welligkeit w_r von Umwandlerkurven ableiten. Hiernach sind: $K_3 = w_r/3$, $b_{K_3} = \ln 3/w_r$, $K_2 = w_r/2$, $b_{K_2} = \ln 2/w_r$ für die $\operatorname{tg}\psi$-Kurve.

6. Meßbeispiel

Abb. 6 zeigt eine errechnete und eine gemessene $\operatorname{tg}\psi$-Kurve für eine rel. Versetzung der Umwandlerkreise von $k = 1{,}3^{-1}$. Außer den bereits erwähnten Maßnahmen mußten hier auch die Diodenanlaufströme für

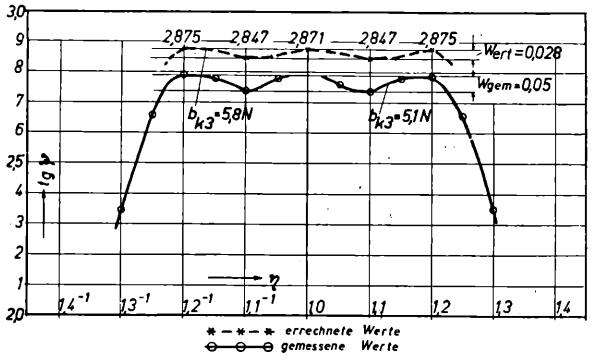


Abb. 6. Errechnete und gemessene tg ψ-Werte

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad \operatorname{tg}\psi = \frac{\Delta p}{\Delta \eta}$$

das verwendete direkt anzeigende Ableseinstrument (Multiflex-Lichtzeigergalvanometer) durch Heizstromregelung praktisch völlig kompensiert werden. Die Auswertung der Abb. 6 zeigt folgende Zusammenstellung:

Kurve	x	$\operatorname{tg}\psi_m$	w	w_r	b_{K3}
errechnet	3,45	2,87	0,028	$0{,}97 \cdot 10^{-2}$	5,75N
gemessen	3,35	2,77	0.050	$1{,}80 \cdot 10^{-2}$	5,10N

Im Hinblick auf die gegenüber der Rechnung ungünstigeren x- und $\operatorname{tg}\psi_m$-Werte der Meßschaltung können w_r und b_{K_3} als brauchbare Näherung zwischen Rechnung und Messung angesprochen werden.

7. Erste Ableitung von Δp

Eine Reihe von errechneten $\operatorname{tg}\psi$-Kurven für k-Werte zwischen $1{,}2^{-1} \ldots 1{,}5^{-1}$ zeigt Abb. 7. Die dreihöckerigen Kurven weisen etwa die gleiche Welligkeit $w = (4 \ldots 5) \cdot 10^{-2}$ auf. Hieraus folgt eine mit abnehmender Kreisversetzung k kleiner werdende Restwelligkeit $w_r = w/\operatorname{tg}\psi$ bzw. Klirrgröße $K_3 = w_r/3$. Aus einem Vergleich der Kurven $k = 1{,}4^{-1}$ und $k = 1{,}2^{-1}$ geht weiter hervor, daß bei einer Abnahme der rel. Versetzung von 40 v. H. auf 20 v. H., also auf die Hälfte, der $\operatorname{tg}\psi$-Wert (2,23 auf 4,23) etwa doppelt so groß wird, so daß w_r und K_3 annähernd proportional mit der prozentualen Kreisversetzung abnehmen (vgl. Gl. 25). Praktisch wird man die prozentuale Versetzung der Kreise stets kleiner als 40 v. H. wählen müssen, da sonst $\omega_2 = \omega_1/k^2 = \omega_1 \cdot 1{,}4^2 \approx 2\,\omega_1$ wird und die Oberwellen für Frequenzen $\omega > \omega_1$ bereits Fehlauswertungen bei der Frequenz-Amplitudeumwandlung des Diskriminators ergeben. Andererseits würde vor dem Umwandler die starke Oberwellenbildung des Begrenzers sich nur durch anschließende sehr steile

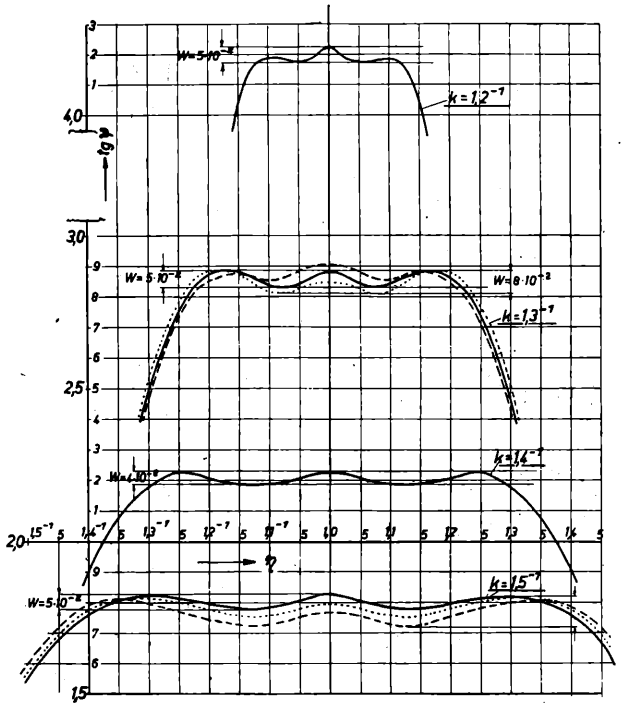


Abb. 7. tg ψ-Kurven für verschiedene k-Werte und nahe beieinanderliegende x-Werte

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad k = \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_2};\quad x = \frac{R}{\sqrt{L/C}};\quad w = \operatorname{tg}\psi_{max} - \operatorname{tg}\psi_{min}$$

Selektionsflanken unwirksam machen lassen, die wiederum starke Phasenverzerrungen zur Folge hätten und der Bedingung gleichzeitiger hoher Amplituden- und Phasenlinearität vor dem Umwandler entgegenstehen. Für den noch offenen Wert der tg ψ-Kurve bei $\eta = 1$ erhält man:

$$\frac{d(\Delta p)}{d\eta} = \frac{x}{\eta}\cdot\left[\sin 2\varphi_1\cdot\cos\varphi_1\cdot \mathfrak{Cof}\left(\ln\frac{\eta}{k}\right) + \sin 2\varphi_2\cdot\cos\varphi_2\cdot\mathfrak{Cof}(\ln\eta\cdot k)\right] \quad (23)$$

oder für $\eta = 1$, $|\varphi_1| = |\varphi_2| = \varphi_m$:

$$\operatorname{tg}\psi_m = \frac{d(\Delta p)}{d\eta} = 2\cdot x\cdot\sin 2\varphi_m\cdot\cos\varphi_m\cdot\mathfrak{Cof}\left(\ln\frac{1}{k}\right)\cdot \quad (24)$$

Führt man x in erster Näherung nach Gl. (16) ein, so erhält man

$$\operatorname{tg}\psi_m \approx 0{,}75\cdot\frac{\mathfrak{Cof}\left(\ln\frac{1}{k}\right)}{\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{k}\right)}$$

oder, da für $k = 1{,}1^{-1}\ldots 1{,}4^{-1}$ $\mathfrak{Cof}\left(\ln\frac{1}{k}\right) = 1{,}004\cdots 1{,}057 \approx 1$ ist,

$$w_r = \frac{w}{\operatorname{tg}\psi_m} \approx \frac{w\cdot\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{k}\right)}{0{,}75} \approx \frac{w}{0{,}75}\cdot\left(\frac{1}{k} - 1\right), \quad (25)$$

wobei $\left(\frac{1}{k} - 1\right)\cdot 100$ der prozentualen Kreisversetzung entspricht. Gl. (25) bestätigt die bereits vorher ausgesprochene Beziehung, daß die Klirrdämpfung bei jeder Halbierung der rel. Kreisversetzung um etwa 0,7 N steigt. (Vgl. auch die späteren Abb. 10 und 19.)

Abb. 8 zeigt für drei nahe beieinanderliegende x-Werte Kurven des Differentialquotienten von $\frac{d(\Delta p)}{d\eta}$ für $k = 1{,}3^{-1}$. Sie überschneiden sich mit den entsprechenden tg ψ-Kurven für $k = 1{,}3^{-1}$ in Abb. 7. Außer dem gemeinsamen Kurvenpunkt in der Mitte bei $\eta = 1$

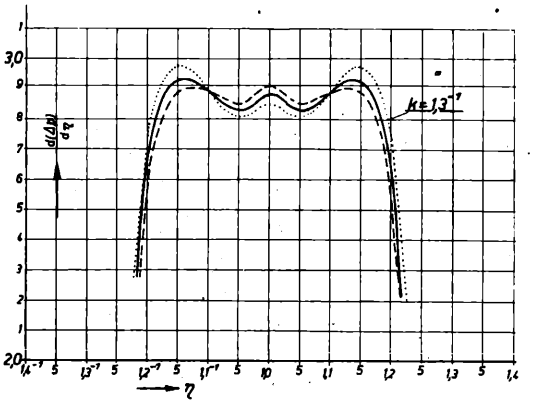


Abb. 8. Kurven des Differentialquotienten $d\frac{(\Delta p)}{d\eta}$ für $k = 1{,}3^{-1}$ und nahe beieinanderliegende x-Werte

$$k = \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_2};\quad \eta = \frac{\omega}{\omega_0}$$

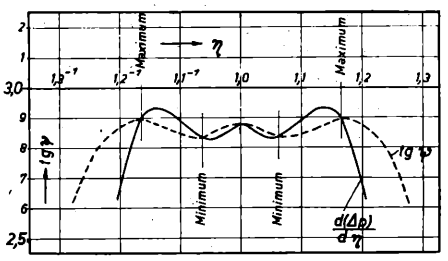


Abb. 9. Maxima und Minima der tg ψ-Kurve in den Schnittpunkten mit der Kurve der ersten Ableitung von Δp

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad \operatorname{tg}\psi = \frac{\Delta p}{\Delta\eta}$$

haben die in Abb. 9 übereinandergezeichneten beiden Kurven mit gleichen k- und x-Werten noch je zwei weitere Schnittpunkte gemeinsam. Setzt man die erste Ableitung der tg ψ-Kurve

$$y' = \frac{d(\operatorname{tg}\psi)}{d\eta} = \frac{d(\Delta p)\cdot(1-\eta)^{-1}}{d\eta} = 0,$$

so ergibt die hieraus folgende Differentialgleichung:

$$\frac{\Delta p}{1-\eta} = \frac{d(\Delta p)}{d\eta}, \quad (26)$$

daß diese Schnittpunkte die Maxima und Minima der tg ψ-Kurve darstellen. Hierdurch kann unabhängig von dem gewählten Aufzeichnungmaßstab für tg ψ die optimal kleinste Restwelligkeit auch rein rechnerisch beliebig genau ermittelt werden, da die zugehörigen η-Werte der Höchst- und Tiefstwerte als Schnittpunkte der beiden Kurven exakt bestimmbar sind. Zu prüfen bleibt noch, ob der Welligkeitscharakter der Kurven für den Differentialquotienten und für die tg ψ-Kurve auch bereits den Gln. (23) und (21) zu entnehmen ist. Hierzu lassen sich diese für $\varphi_1 \approx 60^0$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ auf folgende Näherungsform bringen:

Gl. 23 $$\frac{d(\Delta p)}{d\eta} \approx \frac{x}{2\eta}\left(\sqrt{3} - \tfrac{1}{2}\sin\Delta\varphi + \sin 3\Delta\varphi\right),$$

Gl. 21 $$\operatorname{tg}\psi \approx \frac{1}{2\Delta\eta}\left(\sin\Delta\varphi + 0{,}366\sin 2\Delta\varphi\right).$$

Für die Umwandlermitte ist $\Delta\varphi = 0$ und nimmt nach beiden Seiten von $\eta = 1$, $\Delta\eta = 0$ mit wachsendem $\Delta\eta$-Wert zu. Die Summanden der vorstehenden Näherungsgleichungen lassen Welligkeiten abhängig von $3\Delta\varphi$ und $2\Delta\varphi$ und damit den in Abb. 9 dargestellten Kurvencharakter erkennen.

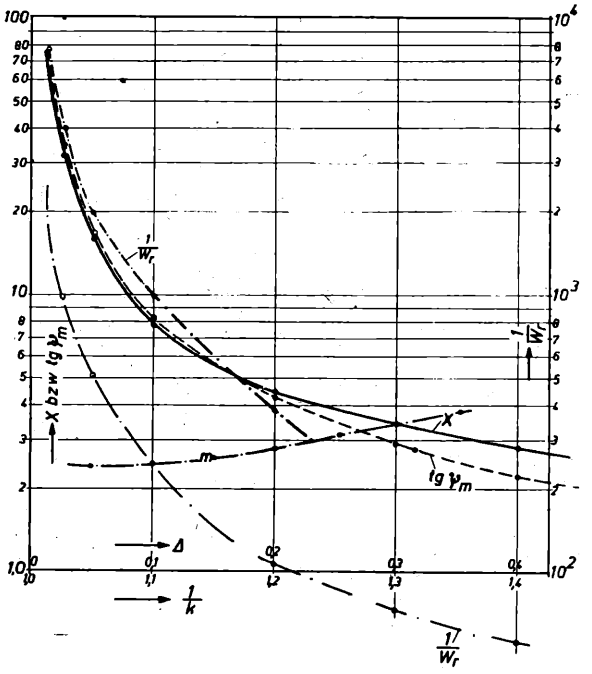


Abb. 10. x und $\mathrm{tg}\,\psi_m$, m und $\frac{1}{w_r}$ abhängig von Δ bzw. $\frac{1}{k}$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0},\quad w_r = \frac{w}{\mathrm{tg}\,\psi_{\mathrm{mittel}}},$$

$$\frac{1}{k} = \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_1};\quad \mathrm{tg}\,\psi_m = \frac{1}{2}(\mathrm{tg}\,\psi_{max} + \mathrm{tg}\,\psi_{min});\quad x = \frac{R}{\sqrt{L/C}},$$

$$m = \frac{\Delta_m}{\Delta_r};\quad \Delta_m = \frac{1}{2}\Delta;\quad \Delta_r = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta p}{\Delta' p} - 1\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{1-\cos\varphi_2}{1-\cos\varphi'_1} - 1\right)$$

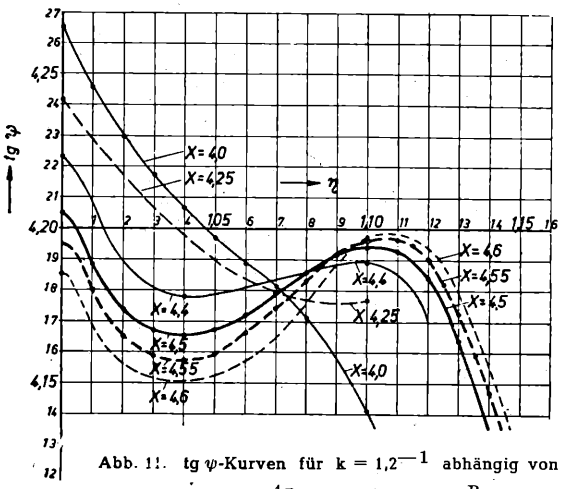


Abb. 11. tg ψ-Kurven für $k = 1{,}2^{-1}$ abhängig von x

$$\mathrm{tg}\,\psi = \frac{\Delta p}{\Delta \eta};\quad \eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad x = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$$

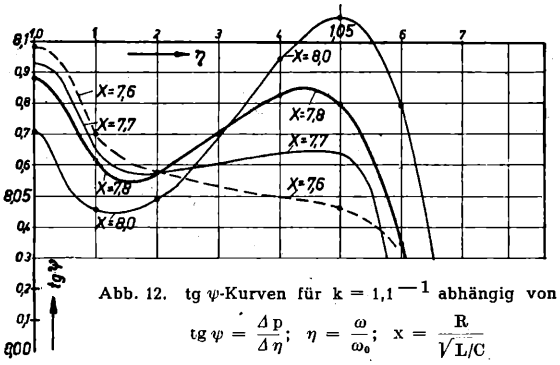


Abb. 12. tg ψ-Kurven für $k = 1{,}1^{-1}$ abhängig von x

$$\mathrm{tg}\,\psi = \frac{\Delta p}{\Delta \eta};\quad \eta = \frac{\omega}{\omega_0};\quad x = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$$

Aus den Kurven der Abb. 7 und der weiteren Abb. 11 und 12 sind in Abb. 10 x- und $\mathrm{tg}\,\psi_m$-Werte abhängig von der rel. Versetzung der Umwandlerkreise k dargestellt worden. Für die Substitution von x-Werten zur Ermittlung der Restwelligkeit der tg ψ-Kurve sind hieraus gute Ausgangswerte zu entnehmen. (Kurven für $\frac{1}{w_r}$ und m vgl. Abschn. 10 a und 12.)

8. Die tg ψ-Kurve für höhere Klirrdämpfungen

Gegenüber den Kurven in Abb. 7 zeigen die Abb. 11 und 12 tg ψ-Kurven für $k = 1{,}2^{-1}$ und $k = 1{,}1^{-1}$ in Abhängigkeit von einer Zahl sehr fein abgestufter x-Werte. Der Maßstab der senkrechten tg ψ-Achse ist um das 10fache, der der waagerechten Frequenzachse um das 5- bzw. 10fache vergrößert worden. Hierdurch ist der Einfluß verhältnismäßig kleiner Änderungen des x-Wertes auf die Restwelligkeit der tg ψ-Kurven sehr deutlich erkennbar. Z. B. entsprechen in Abb. 11 die Kurven der x-Werte 4,5 ... 4,55, ... 4,6 nur jeweils einer Änderung des x-Wertes um rd. 1 v. H. Die nachstehende Tabelle 1 gibt ein Beispiel für die Berechnung der Kurve x = 7,8 in Abb. 12.

Vergleicht man die Zahlenwerte der letzten Spalte mit den eingetragenen Kurvenwerten in Abb. 12, so kommt in der Kurve erst die 4. Stellenzahl hinter dem Komma zum Ausdruck. Die Zahlenwerte lassen also, wenn erforderlich, die Wahl eines noch um eine Zehnerstelle genaueren Maßstabes in der Darstellung der tg ψ-Kurve zu. Eine Auswertung der Kurven in den Abb. 11 und 12 zeigt Tabelle 2.

Hieraus folgt, daß bezüglich der reinen Restwelligkeit der tg ψ-Kurve ohne Berücksichtigung der Unsymmetrie der erforderliche Grenzwert von $b_K = 7{,}5$ N bis zu einer rel. Versetzung der Umwandlerkreise von etwa 15 v. H. noch nicht unterschritten wird (vgl. b_{K_3}-Kurve in Abb. 19). Dabei würden sich z. B. bei einer ZF-Frequenz von 100 MHz in dem Aussteuerungsbereich von 5,3 MHz unterbringen lassen:

120 Kanäle mit einem Verhältnis Hub zu Nutzband $\frac{H}{n} = 10$ oder 240 Kanäle mit $\frac{H}{n} = 5$, wenn das System hinsichtlich des Rauschens noch die nötige Reserve für einen Rauschabstandsverlust von $\Delta b = \ln 10/5 = 0{,}7$ N durch das niedrigere Verhältnis besitzt.

Tabelle 1. Berechnung der tg ψ-Kurve für $k = 1{,}1^{-1}$, $x = 7{,}8$

$\Delta\eta$	$\log \mathrm{tg}\,\varphi_m$	$\log \cos\varphi_m$	$\log \sin\varphi_m$			$2\log\cos\varphi_m$	$\log\left(2\,\mathfrak{Cof}\ln\frac{1}{k}\right) = \log\left(\frac{1}{k}+k\right)$	$\frac{d(\Delta p)}{d\eta}$
0,00	10,17219	9,74626	9,91916			9,49252	0,30300	8,08746
	$\log \mathrm{tg}\,\varphi_1$	$\log\cos\varphi_1$	$\cos\varphi_1$	$\log \mathrm{tg}\,\varphi_2$	$\log\cos\varphi_2$	$\cos\varphi_2$	$\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2$	$\frac{\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2}{\Delta\eta}$
0,01	10,21617	9,71454	0,51944	10,12488	9,77819	0,60005	0,08060	8,06075
0,02	10,25519	9,68637	0,48570	10,07148	9,81081	0,64686	0,16115	8,05792
0,03	10,29068	9,65875	0,45578	10,01126	9,84378	0,69788	0,24210	8,07009

Tabelle 2. Auswertung von Abb. 11 und 12

k	x	w	$\mathrm{tg}\,\psi_m$	w_r	b_{K3} in Np	Br	Bemerkungen
$1{,}2^{-1}$, Abb. 11	4,5	0,040	4,2	$0{,}95 \cdot 10^{-2}$	5,75	13 v. H.	$\mathrm{tg}\,\psi_m \approx \mathrm{tg}\,\psi_{max}$
	4,4	0,011	4,2	$0{,}262 \cdot 10^{-2}$	7,15	11,5 „	$\mathrm{tg}\,\psi_m$ um 0,03 *)entz.
$1{,}1^{-1}$, Abb. 12	7,8	0,0325	8,09	$0{,}4 \cdot 10^{-2}$	6,6	5,6 „	$\mathrm{tg}\,\psi_m \approx \mathrm{tg}\,\psi_{max}$
	7,7	0,008	8,09	$0{,}99 \cdot 10^{-3}$	8,01	5,3 „	$\mathrm{tg}\,\psi_m$ um 0,03 *)entz.

*) Stark selektiver Steilheitsentzerrer am Diskriminatoreingang.

9. Die Berücksichtigung der Unsymmetrie

Bei den bisherigen Betrachtungen war zunächst ein zur geometrischen Frequenzmitte idealisierter Frequenzhub, der dem Symmetriecharakter der Schwingkreise angepaßt ist, vorausgesetzt worden. Hierdurch konnten geradzahlige Klirranteile vorerst außer Betracht bleiben, ohne die strenge Form der Rechnung zu verlassen. Für relativ schmale Kreise kann man, um die Rechnung übersichtlich zu halten, auch für den Frequenzhub mit linearer Mitte noch quasisymmetrische Schwingkreisflanken unterstellen. So führt E. Kettel [7] einen relativen Verstimmungsfaktor

$$x = 2Q \cdot \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)$$

ein, wobei

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

gesetzt wird. Auch G. Bosse [9] ersetzt beim Phasendiskriminator näherungsweise $\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{\eta}{k}\right)$ durch $\ln\eta - \ln k$ und $\mathfrak{Sin}\,(\ln\eta \cdot k)$ durch $\ln\eta + \ln k$. Für Breitband-FM und den in Wirklichkeit linearsymmetrischen Hub kann man aber den Fehler zwischen linearer Hubmitte und geometrischer Mitte der Umwandlerkreise nicht mehr vernachlässigen. Es ist dabei grundsätzlich gleichgültig, ob es sich um die Amplituden-Frequenz-Kennlinie eines Modulators [5] oder die Frequenz-Amplituden-Kennlinie eines Diskriminators handelt. Die Größe des Fehlers ist jeweils von der Aussteuerung abhängig. Die den rel. Hubfrequenzen $(1 + H_r)$ und $(1 - H_r)$ *) entsprechende geometrische Mitte hat den rel. Frequenzwert $\sqrt{(1 + H_r) \cdot (1 - H_r)} = 1 - H_r^2/2$. Der Mittenfehler $\frac{1}{2} H_r^2$ bzw. der zu H_r rel. Mittenfehler $\Delta_m = H_r/2$ ergibt die Klirrdämpfung

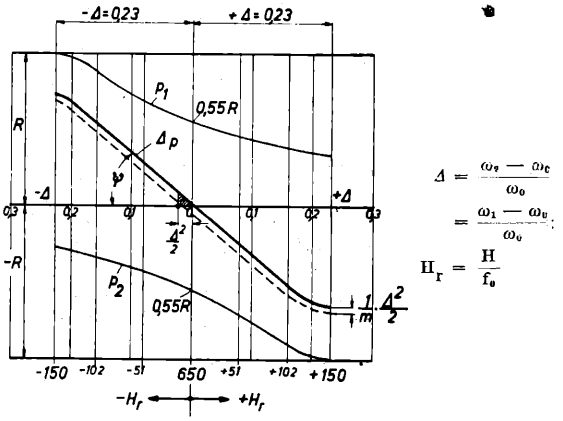
$$b_{K_2} = \ln 2/\Delta_m = \ln 4/H_r. \qquad (27)$$

Ist z. B. für 240 Kanäle bei einem Hubverhältnis $\frac{H}{n} = 10$ der Maximalhub $H_{max} \approx 10$ MHz und die ZF-Frequenz 100 MHz, so wird $H_r = 10 \cdot 10^{-2}$ und $b_{K_2} = \ln\left(\frac{4}{10 \cdot 10^{-2}}\right) = 3{,}7$ N. Der Mittenfehler ist hiernach gegenüber der optimal kleinsten Restwelligkeit ($b_{K_3} = 8$ N, $b_{K_2} = 7{,}6$ N) so beträchtlich, daß für b_{K_2} nur etwa die Hälfte des vorermittelten b_{K_3}-Wertes erreicht wird. Um den Symmetriefehler in die Betrachtung mit einzubeziehen, werden daher nun Kennlinien mit linearer Frequenzteilung und ZF-Mitte untersucht.

*) Relativer Hub $H_r = \frac{H}{f_0}$, H = Hub und f_0 = ZF-Frequenz.

10. Kennlinien mit linearer Mitte

Wählt man in Abb. 13 an Stelle der bisherigen frequenzreziproken eine lineare rel. Frequenzteilung der



$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0}; \qquad H_r = \frac{H}{f_0}$$

Abb. 13. p_1-, p_2- und Δp-Kurven mit linearer Mitte

Frequenzachse, auf der die Umwandlerkreise jetzt entsprechend linearsymmetrisch um $\pm \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \pm\Delta$ versetzt sind, so gilt nunmehr für die Resonanzfrequenzen ω_1 und ω_2:

$$\omega_1 = \omega_0\,(1 - \Delta) \quad (28) \quad \text{und} \quad \omega_2 = \omega_0\,(1 + \Delta). \quad (29)$$

Für einen beliebigen rel. Frequenzhub H_r kann man, wie bisher, auf rel. Werte von R und ω_0 beziehen und erhält entsprechend Gl. (9 ... 11)

$$\Delta p = p_1 - p_2 = \cos\varphi_1 - \cos\varphi_2, \qquad (30)$$

$$\mathrm{tg}\,\varphi_1 = -x_1 \cdot \left(\frac{1 \pm H_r}{1 - \Delta} - \frac{1 - \Delta}{1 \pm H_r}\right) = -2x_1 \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1 \pm H_r}{1 - \Delta}\right), \quad (31)$$

$$\mathrm{tg}\,\varphi_2 = -x_2 \cdot \left(\frac{1 \pm H_r}{1 + \Delta} - \frac{1 + \Delta}{1 \pm H_r}\right) = -2x_2 \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1 \pm H_r}{1 + \Delta}\right). \quad (32)$$

Für die lineare ZF-Mitte wird $H_r = 0$ und

$$\mathrm{tg}\,\varphi_1 = -2x_1 \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{1 - \Delta}\right) \qquad (33)$$

und

$$\mathrm{tg}\,\varphi_2 = -2x_2 \cdot \mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{1 + \Delta}\right) = +2x_2 \cdot \mathfrak{Sin}\,(\ln 1 + \Delta), \quad (34)$$

also φ_1 negativ, φ_2 positiv. Für $x_1 = x_2$ würde $|\varphi_1| \neq |\varphi_2|$ und $\Delta p \neq 0$ sein, weil nach früherem der Nulldurchgang der Kennlinie bei dem geometrischen Mittelwert liegt und gegenüber der linearen Mitte um den Mittenfehler $\frac{1}{2}\Delta^2$ nach links gerückt wäre. (Gestrichelt angedeutet in Abb. 13.)

a) Umwandlerkreise mit verstimmten x-Werten

Durch entsprechende Verstimmung der x_1- und x_2-Werte kann man nun den Nulldurchgang der Kenn-

linie wiederum mit der linearen ZF-Mitte zur Deckung bringen. Für $H_r = 0$ kann aber $\Delta p = 0$, $|\varphi_1| = |\varphi_2| = \varphi_m$ nur sein, wenn

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{1+\Delta}\right)}{\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1}{1-\Delta}\right)} = \left(\frac{1-\Delta}{1+\Delta}\right)\cdot\left(\frac{2+\Delta}{2-\Delta}\right) \qquad (35)$$

ist. Wählt man weiter $\sqrt{x_1 \cdot x_2} = x$ nach der x-Kurve in Abb. 10, so sind x_1 und x_2 und damit L_1, C_1 und L_2, C_2 der Umwandlerkreise bestimmt. Es zeigt sich weiter, daß der bezüglich der Mitte der Frequenzachse aufgehobene Symmetriefehler jetzt mit zunehmender Aussteuerung in der Δ p-Achse erscheint. Für $H_r = \pm \Delta$, also bei den Resonanzstellen der Kreise, wird:

für $H_r = -\Delta$:

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = 0,\ \cos\varphi_1 = 1;\quad \operatorname{tg}\varphi_2 = -2x_2\cdot\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1-\Delta}{1+\Delta}\right);\ (36)$$
$$\Delta p = 1 - \cos\varphi_2,$$

für $H_r = +\Delta$:

$$\operatorname{tg}\varphi_1' = -2x_1\cdot\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1+\Delta}{1-\Delta}\right); \qquad (37)$$

$$\operatorname{tg}\varphi_2' = 0,\quad \cos\varphi_2' = 1,\quad \Delta' p = -(1-\cos\varphi_1').$$

Da in den Gl. (36) und (37) die $\mathfrak{Sin}$-Werte dem Betrage nach gleich sind, folgt hieraus für die Unsymmetrie in der Δ p-Achse: $\Delta p \neq \Delta' p$,

weil $\frac{\operatorname{tg}\varphi_1'}{\operatorname{tg}\varphi_2} = \frac{x_1}{x_2} \neq 1.$

Auf Grund der Beziehung

$$\frac{\cos\varphi_1'}{\cos\varphi_2} = \sqrt{\frac{1+\operatorname{tg}^2\varphi_2}{1+\operatorname{tg}^2\varphi_1'}}$$

und unter Einsetzung von $\frac{x_1}{x_2}$ nach Gl. (35) läßt sich errechnen, daß der rel. Symmetriefehler Δ_r in der Δ p-Achse bei den Resonanzstellen der Kreise (für $H_r = \pm\Delta$) auf 1/m des relativen Fehlers Δ m in der Frequenzachse zurückgeht. Dieser Faktor m kann abhängig von der rel. Kreisversetzung Δ einer Kurve in Abb. 10 entnommen werden. Die Gl. (27) geht dann über in

$$b_{K_2} = \ln\left(\frac{4\cdot m}{H_r}\right). \qquad (38)$$

Aus dieser Gleichung läßt sich auch der relative Hub H_r ermitteln, bis zu welchem ausgesteuert werden kann, ohne daß der Grenzwert von 7,5 N unterschritten wird. Für $\frac{1}{k} = 1{,}1$ bzw. $\Delta = 0{,}1$ z. B. entnimmt man Abb. 10: $m = 2{,}5$ und es wird: $H_r = \frac{4\cdot 2{,}5}{e^{7{,}5}} = 5{,}60\cdot 10^{-3}$. Dies würde für die Kurve $x = 7{,}7$, $b_{K_3} = 8$ N in Abb. 12 bedeuten, daß der rel. Aussteuerungsbereich von $B_r = 0{,}053$ nur zu (5,60/53) · 100 = 10,5 v. H. wegen des Symmetriefehlers ausgenutzt werden könnte. Selbst wenn man den Diskriminator durch Erhöhung der ZF-Lage (vgl. Abschnitt 12) so dimensioniert, daß eine Teilaussteuerung von 10,5 v. H. des Arbeitsbereiches der Kennlinie bereits den erforderlichen Hub abgäbe, so daß Rauschabstandsverluste durch Verminderung des Hubverhältnisses entfielen, würde die notwendige Erhöhung der Ausgangsverstärkung hinter dem Diskriminator um ln (100/10,5) = rd. 2 N die Linearitätsanforderungen zwar dorthin verlagern, wo sie in vielen Fällen leichter zu beherrschen sind als bei der Verbesserung des Diskriminators. Es kommt aber außerdem noch hinzu, daß die optimal kleinste Restwelligkeit der Steilheitskurve in den Abb. 11 und 12, wie vorher schon erwähnt, bereits recht kritisch für Abweichungen des x-Wertes um ± 1 v. H. ist. Mit den um mehr als eine Größenordnung (10 ... 20 v. H.) höheren Unterschieden zwischen x_1 und x_2 sind nun auch entsprechend höhere Fehlabweichungen verbunden, so daß die für völlig gleiche x-Werte vorher ermittelten Minima der Restwelligkeit nicht mehr erreicht werden können. Die Wahl verstimmter x-Werte bringt daher wohl hinsichtlich des Symmetriefehlers eine Verbesserung um $\Delta b_{K_2} = \ln m$ (im Mittel 1 N), die sich in Verbindung mit den anschließend behandelten Korrektionskreisen noch um annähernd den gleichen Betrag steigern läßt. Sie zieht dafür aber um etwa eine Zehnerstelle (rd. 2 N) schlechtere Restwelligkeitsbedingungen nach sich.

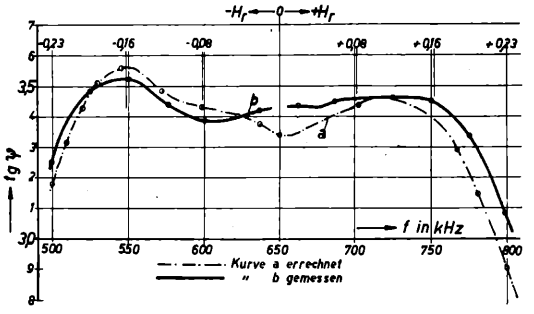


Abb. 14. Errechnete und gemessene tg ψ-Kurven

$$H_r = \frac{H}{f_0};\quad \operatorname{tg}\psi = \frac{\Delta p}{\Delta\eta}$$

Errechnete und gemessene tg ψ-Kurven in Abb. 14 lassen deutlich den unsymmetrischen Charakter erkennen. Für $\Delta = 0{,}23$, $H_r = 0{,}12$ erhält man:

Aus Kurve b:

$$w_r = \frac{0{,}07}{3{,}5} = 2\cdot 10^{-2},\quad b_{K_2} = \underline{4{,}6\,N},$$

nach Gl. (38):

(m = 3,0 aus Abb. 10) $b_{K_2} = \ln\left(\frac{4\cdot 3{,}0}{0{,}12}\right) = \underline{4{,}6\,N}.$

b) Korrektionskreise

Zur weiteren Verringerung des Symmetriefehlers kann man einem oder beiden Umwandlerkreisen Korrektionskreise hinzufügen. Von den zahlreichen Ausführungsmöglichkeiten der Kreise als Reihen- oder Parallelglieder und ihrer jeweiligen Einfügung als Längs- oder Querschaltung soll hier als Beispiel nur kurz auf die Parallelschaltung der Reihenglieder L_3, C_3 zu einem Teilabgriff des R_1-Widerstandes eingegangen werden. Abb. 15 a ... c zeigen Schaltung und Zeigerdarstellung einer solchen Anordnung. Die früheren Werte φ_1 und p_1 des Kreises I gehen durch den Kreis III in die korrigierten Werte φ_{1k} und p_{1k} über, für die man erhält:

$$\operatorname{tg}\varphi_{1k} = \operatorname{tg}\varphi_1\,\frac{\left[n - \sin^2\varphi_3\left(2 - \frac{1}{n} - \operatorname{ctg}\varphi_3\cdot\operatorname{ctg}\varphi_1\right)\right]}{n - \sin^2\varphi_3}, \qquad (39)$$

$$p_{1k} = \cos\varphi_{1k}\cdot\frac{\left[n - \sin^2\varphi_3\cdot\left(2 - \frac{1}{n}\right)\right]}{n - \sin^2\varphi_3}. \qquad (40)$$

Dabei ist:

$$\operatorname{tg}\varphi_3 = \frac{x_3}{n}\cdot\frac{1}{2\,\mathfrak{Sin}\left(\ln\frac{1\pm H_r}{1\pm\Delta}\right)} \qquad (41)$$

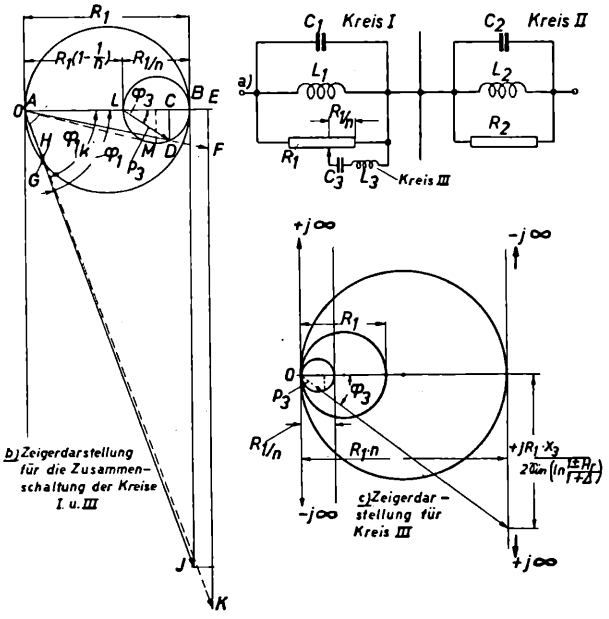


Abb. 15. Schaltung und Zeigerdarstellung für Parallelschaltung der Längsglieder von Kreis III zum Kreis I

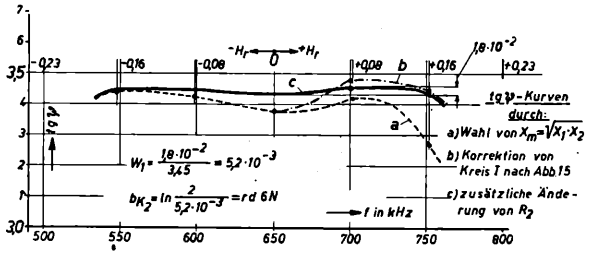


Abb. 16. Einfluß verschiedener Korrektionsmaßnahmen

und

$$x_3 = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{L_3}{C_3}}} \cdot \qquad (42)$$

Mit x_3 ist der Frequenzumfang bestimmt, in welchem sich der Korrektionskreis auswirkt, mit n als Teilabgriff von R_1 die Größe der Korrektionswirkung und mit $1 \pm \Delta$ die rel. Lage seiner Resonanzfrequenz. Nachrechhungen der tg ψ-Kurven von so korrigierten Diskriminatoren eröffnen je nach Aufwand Verbesserungen des Symmetriefehlers bis zu 2 N gegenüber nichtkorrigierten Umwandlern. Den Einfluß verschiedener Korrektionsmaßnahmen läßt Abb. 16 erkennen. Eine für hohe Ansprüche meist erforderliche Verdoppelung des b_{K_2}-Wertes und Ausschöpfung bis zur optimal kleinsten Restwelligkeit erscheint aber aus den bereits angeführten Gründen nicht erreichbar.

11. Weitere Verbesserungsaussichten

In der Auslandsliteratur [13, 14] findet man Vorschläge, sowohl sendeseitig für den Modulator als auch empfangsseitig für den Demodulator die Linearität durch Gegenkopplung zu verbessern. Bei diesen Maßnahmen wird aber als Gegenkopplungsmittel für den Modulator ein idealer Diskriminator bzw. beim Demodulator ein idealer Modulator vorausgesetzt. Es scheint nun eher möglich zu sein, den Diskriminator so zu verbessern, daß er als Gegenkopplungsmittel für den Modulator Verwendung finden kann als umgekehrt. Hierfür sprechen auch folgende Verbesserungsaussichten:

a) Gegentakt-Diskriminator mit künstlicher ZF-Mitte

Steuert man einen Gegentakt-Diskriminator mit geometrischer Mitte ($x_1 = x_2 = x$) mit linearsymmetrischem Hub $\pm H_r$ aus und bringt beide Mitten zur Deckung, so nehmen die tg ψ-Kurven der Abb. 11 und 12 die Form der Abb. 17 a und b an. Für tg ψ ist — gestrichelt gezeichnet — der Maßstab der Abb. 11 und 12 und gleichzeitig — ausgezogen gezeichnet — wegen der Größe des Symmetriefehlers ein 10fach gröberer Maßstab gewählt. Zur Übersetzung der rechten Kurvenhälfte auf die zu ihr stark unsymmetrische linke ist lediglich der Unterschied zwischen reziproker und linearer Teilung der Frequenzachse zu berücksichtigen.

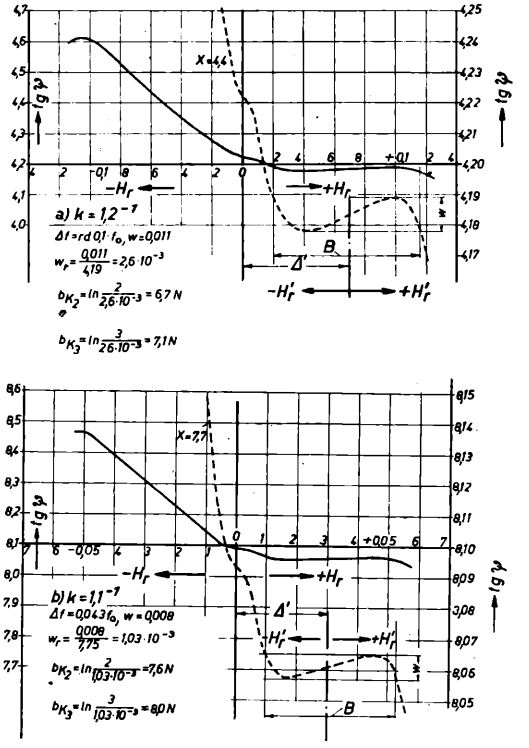


Abb. 17 a und b. tg ψ-Kurven von Gegentaktumwandlern mit künstlicher ZF-Mitte

Für die rechte Seite ist es gleichgültig, ob ein relativer Frequenzwert durch $\frac{1}{k} = 1{,}1$ oder durch $1 + \Delta = 1 + 0{,}1$ ausgedrückt wird. $\Delta\eta = (1/k - 1)$ ist identisch mit $(1 + \Delta - 1) = \Delta$. Auf der linken Seite hingegen ist $\Delta\eta = 1 - 1/(1 + \Delta)$ kleiner als Δ. Bei linearer Teilung der Frequenzachse in Abb. 17 erscheinen daher die der Teilung entsprechenden tg ψ-Werte der linken Seite um den Faktor

$$\frac{\Delta}{\Delta\eta} = \frac{\Delta}{1 - \frac{1}{1+\Delta}} = (1 + \Delta) \qquad (43)$$

vergrößert.

Bildet man nun für die rechte Kurvenseite, z. B. durch eine feste Kompensationsgleichspannung im Diskriminator eine neue künstliche ZF-Mitte, die gegenüber der bisherigen um den relativen Frequenzwert $\Delta' \approx \frac{\Delta}{2}$ nach rechts verschoben ist, so erhält man für etwa die Hälfte des bisherigen relativen Hubes $\pm H_r' \approx \frac{\pm H_r}{2}$ einen Arbeitsbereich B hoher Linearität, in dem b_{K_2} und b_K nur noch durch die Restwelligkeit der tg ψ-Kurve, aber

nicht mehr durch den Symmetriefehler begrenzt werden, so daß man bei einem Diskriminator mit $k = 1{,}1^{-1}$ oder um 10 v. H. versetzten Kreisen der erforderliche Grenzwert auch für die geradzahligen Klirrgrößen erfüllt ist. Das auf etwa die Hälfte verringerte Hubverhältnis $\frac{H}{n}$ setzt allerdings eine vorhandene Rauschabstandsreserve von 0,7 N oder bei entsprechender Dimensionierung des Diskriminators eine um 0,7 N höhere Klirrdämpfung der entsprechend größeren Ausgangsverstärkung voraus.

b) Doppelgegentakt-Diskriminator

Die Halbierung des Hubbereiches läßt sich wiederum durch eine allerdings apparativ aufwendigere Lösung

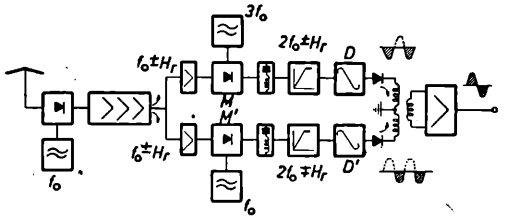


Abb. 18. Blockschema eines Doppelgegentaktdiskriminators

vermeiden, die ebenfalls die rechte Kurvenhälfte der Kennlinie mit hoher Linearität, aber diesmal nur für eine Halbwelle der demodulierten Nutzfrequenzen, ausnutzt. Es handelt sich bei der Anordnung nach Abb. 18 im wesentlichen um zwei gleiche Gegentakt-Diskriminatoren D und D' mit geometrischer Mitte, denen durch besondere Mischköpfe M und M' mit $3\,f_0$ und f_0 als Oszillatorfrequenzen die gleiche ZF-Frequenz aber gegenphasig frequenzmoduliert zugeführt wird. Den Ausgängen von D und D' wird nur die jeweils auf der rechten Kennlinienhälfte demodulierte Halbwelle entnommen, während die andere praktisch völlig unterdrückt wird. (Gleichrichter- oder Röhrenschaltung). Die zueinander gegenphasigen Halbwellen hoher Linearität werden nun in einer Gegentaktschaltung wieder zu einer vollen Schwingung zusammengesetzt und weiter verstärkt. Jede Hubhälfte wird somit auf der rechten Kennlinienhälfte eines anderen Diskriminators umgewandelt. Die Anordnung vermeidet daher die Halbierung des Hubverhältnisses oder Verdoppelung der Ausgangsverstärkung. Sie kann als Doppelgegentaktschaltung bezeichnet werden.

12. Erreichbare Klirrdämpfungen

Die den w_r-Werten der Abb. 7 und der Abb. 11 und 12 entsprechenden b_{K_2} und b_{K_3}-Werte sind in der Abb. 19 abhängig von k bzw. Δ aufgetragen, und — dünn ausgezogen — um 0,7 N je Halbierung der prozentualen Kreisversetzung verlängert worden. Die b'_{K_2}-Kurve entspricht etwa dem Symmetriefehler der linken Kurvenhälfte der Abb. 17 a und b. Die b''_{K_2}-Kurve unterstellt eine mit entsprechendem Aufwand mögliche Korrektion dieses Fehlers auf 10 v. H. seiner Größe. Es zeigt sich, daß für den eingezeichneten Grenzwert von 7,5 N die prozentuale Kreisversetzung und damit die mögliche Hubausnutzung nur etwa den fünften Teil von der der Doppelgegentaktschaltung erreicht. Zwar kann man auch bei einem Fünftel der relativen Kreisversetzung den gleichen Frequenzhub H durch 5fach höhere ZF-Frequenz erreichen. So hat in etwas anderem Zusammenhang N. Jasper *) vorgeschlagen, die Bandbreite B bei gleichem Frequenzhub H durch Verschiebung in eine höhere ZF-Bandlage zu vergrößern, um alle Klirrfaktoren, die im Nenner die Bandbreite B in höherer Ordnung enthalten als die Grundwelle, zu verringern. Dies trifft nach E. Kettel [7] bei relativ schmalen Kreisen für alle dynamischen Klirranteile und für die statischen Klirrfaktoren K_3 und folgende zu. Die Erhöhung der ZF-Bandlage erbringt im einzelnen

a) bei gleichbleibender relativer Versetzung der Kreise: statische und dynamische Klirrminderung erkauft durch höhere NF-Verstärkung hinter dem Diskriminator,

b) bei entsprechend verminderter relativer Versetzung der Kreise: statische Klirrminderung erkauft durch höhere Frequenzkonstanz der Diskriminatorkreise.

Je nach der gewählten Dimensionierung der Diskriminatorschaltung kann das Ergebnis zu a) oder b) wirtschaftliche Vorteile bringen. Für den Doppelgegentakt-Diskriminator z. B. geht die Höhe der Konstanzforderungen unmittelbar aus folgender Überlegung hervor: Nach Abb. 19 ist der Grenzwert von 7,5 N für $\frac{1}{k} = 1{,}1$ bzw. $\Delta = 0{,}1$ gesichert. Bei einer ZF-Frequenz von 100 MHz ergibt dies nach Abb. 17 b einen Maximalhub von $0{,}053 \cdot 100 = 5{,}3$ MHz. Für 240 Kanäle bei einem Hubverhältnis $\frac{H}{n} = 10$ wird demgegenüber etwas mehr als der doppelte Maximalhub benötigt. Die Schaltung nach Abb. 18 enthält daher eine Verdoppelung der ZF-Frequenz von 100 auf 200 MHz. Soll der durch Frequenzabweichung hervorgerufene Mittenfehler die Klirrdämpfung von $b_{K_2} = 8$ N für den Maximalhub nicht unterschreiten, so gilt für die erforderliche Frequenzkonstanz K:

$$K = \frac{2 \cdot H_{max}}{e^{b_{K_2}} \cdot f_0} = \frac{2 \cdot 10{,}6 \cdot 10^6}{e^{8{,}0} \cdot 200 \cdot 10^6} = 3{,}5 \cdot 10^{-5}. \quad (44)$$

Man wird daher schon bei doppelter ZF-Frequenz einen Quarz-Oszillator M aufwenden und die Frequenz für M' durch Teilung der Frequenz für M gewinnen müssen.

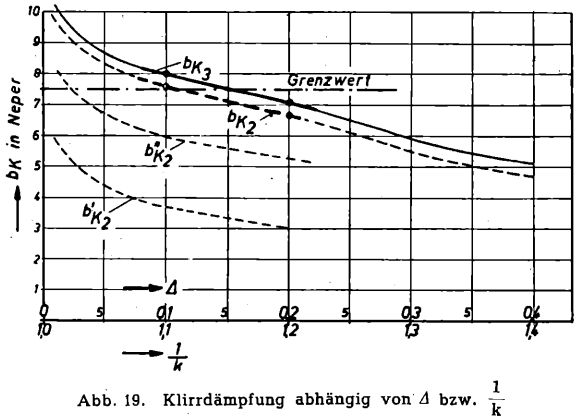


Abb. 19. Klirrdämpfung abhängig von Δ bzw. $\frac{1}{k}$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}; \quad \frac{1}{k} = \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{\omega_1}{\omega_0}$$

Zu etwa gleichen Ergebnissen hinsichtlich der erreichbaren Klirrdämpfung führt eine interessante Arbeit

*) DP-Anmeldung über „Verfahren zur Verminderung der bei Demodulation frequenzmodulierter Schwingungen entstehenden Ober- und Differenzfrequenzen" von N. Jasper.

von Ph. Magne [12] über den Leitungsdiskriminator. In diesem sind die frequenzabhängigen Widerstände der Diskriminatorkreise durch den Leerlauf- und den Kurzschlußwiderstand je eines Koaxialleiters mit gleichem Z-Wert ersetzt worden. Wählt man dabei die Länge der Koaxialleiter $l = \frac{\lambda}{8 \cdot \sqrt{\varepsilon}}$, wenn ε die Dielektrizitätskonstante, λ die der mittleren ZF-Frequenz f_0 entsprechenden Wellenlänge und $H_r = \frac{H}{f_0}$ der relative Hub ist, so gilt für die Diskriminatorkurve folgende einfache Funktion von f_0:

$$f(f_0) = \cos\left[\frac{\pi}{2}(1 \pm H_r)\right]. \tag{45}$$

Für den Arbeitsbereich der Diskriminatorkurve zwischen $\pm H_{r\,max}$ und ZF-Mitte ($H_r = 0$) bei linearer Teilung der Frequenzachse wird dann:

$$\cos\left[\frac{\pi}{2} \cdot (1 + H_{r\,max})\right] \cdots 0 \cdots \cos\left[\frac{\pi}{2} \cdot (1 - H_{r\,max})\right]$$

oder

$$+ \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot H_{r\,max}\right) \cdots 0 \cdots - \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot H_{r\,max}\right). \tag{46}$$

Die Diskriminatorkurve ist also völlig symmetrisch ($K_2, K_4 \ldots = 0$). Für ihren Neigungswinkel ψ gegen die Frequenzachse gilt:

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot H_r\right)}{H_r} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{H_r}{H_r} - \frac{\left(\frac{\pi}{2} \cdot H_r\right)^3}{3! \cdot H_r} + \frac{\left(\frac{\pi}{2} \cdot H_r\right)^5}{5!\,H_r} - \cdots = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{\pi^2 \cdot H_r^2}{4 \cdot 6} + \frac{\pi^4 \cdot H_r^4}{16 \cdot 120} - \cdots\right). \tag{47}$$

Die relative Abweichung von der idealen $\operatorname{tg}\psi$-Kurve (Parallele zur Frequenzachse) ist dann:

$$w_r = \frac{\Delta \operatorname{tg}\psi}{\operatorname{tg}\psi} \approx \frac{\pi^2 \cdot H_r^2}{4 \cdot 6\,\frac{\pi}{2}} = \frac{\pi}{12} \cdot H_r^2. \tag{48}$$

Da weiter wegen des besonderen Vorteils der völligen Symmetrie der Kurve die gradzahligen Harmonischen entfallen, erhält man für die ungradzahligen, d. h. in erster Linie K_3 und b_{K_3}:

$$K_3 = \frac{w_r}{3} \approx \frac{1}{10} \cdot H_r^2; \quad b_{K3} \approx \ln \frac{10}{H_r^2}. \tag{49}$$

Mit dem als Beispiel mehrfach angezogenen relativen Maximalhub $H_{r\,max} = 0{,}053$ würde man auch die gleiche Klirrdämpfung

$$b_{K3} \approx \ln \frac{10}{(0{,}053)^2} \approx 8\,N$$

erhalten wie beim vorerwähnten Doppelgegentakt-Diskriminator, wenn nach Ph. Magne eine völlig quadratische Gleichrichtung bei ausreichend übereinstimmenden Gleichrichterkennlinien unterstellt werden darf *).

13. Dynamischer Klirrfaktor

Bisher war vorausgesetzt worden, daß man quasistatisch rechnen darf und der dynamische Anteil genügend klein bleibt. Nach der Arbeit von E. Kettel [7] kann man — allerdings nur bei relativ schmalen Kreisen — in erster Näherung für das Verhältnis q des statischen zum dynamischen Klirrfaktor setzen:

$$q_3 = \frac{K_{3\,stat}}{K_{3\,dyn}} = \frac{(x_0^2 - 1{,}5)\,(1 + x_0^2)}{x_0^2 - 2{,}25} \cdot \frac{B}{8f}. \tag{50}$$

Nach den bisher gewählten Bezeichnungen bedeutet:

$$x_0 = 2x \cdot \operatorname{Sin}\left(\ln \frac{1}{k}\right) \approx 2x \cdot \Delta k. \tag{51}$$

Der Gütefaktor der Kreise

$$\varrho = \frac{R}{\omega_0 \cdot L}$$

ist identisch mit

$$x = \frac{R}{\sqrt{L/C}}.$$

Außerdem ist die Dämpfung d der Kreise

$$d = \frac{B_1}{f_1} = \frac{B_2}{f_2} = \frac{1}{\varrho} = \frac{1}{x}$$

oder ihre mittlere Bandbreite

$$B = \frac{f_0}{x}, \tag{52}$$

wenn für f_0 die ZF-Mitte, f_1 und f_2 die Kreisfrequenzen und für f die obere Bandgrenze des Nutzbandes n eingesetzt werden. Für das mehrfach angezogene Beispiel mit 240 Kanälen, $f = n = 1$ MHz, $\frac{H}{n} = 10$, $k = 1{,}1^{-1}$, $x = 7{,}7$, $f_0 = 200$ MHz wird:

$$x_0 = 7{,}7 \cdot 0{,}191 = 1{,}47, \quad x_0^2 = 2{,}16, \quad B = \frac{200}{7{,}7}$$

und

$$q_3 = \frac{(2{,}16 - 1{,}5)\,(1 + 2{,}16)}{2{,}16 - 2{,}25} \cdot \frac{200}{7{,}7 \cdot 8 \cdot 1} = 75.$$

Die dynamische Klirrdämpfung ist hiernach um $\Delta b_{K_3} = \ln 75 = 4{,}3$ N größer als die statische. Ihr Einfluß auf den Summenwert beider Anteile bei quadratischer Addition ist:

$$b'_{K_3} = b_{K3} - \tfrac{1}{2} \ln\left(1 + e^{-2\,\Delta b_{K_3}}\right) = b_{K3} - \tfrac{1}{2} \ln\left(1 + e^{-2 \cdot 4{,}3}\right) \approx b_{K3} \tag{53}$$

und daher für K_3 noch zu vernachlässigen. Wesentlich näher kommt der dynamische Anteil für K_2, wenn man nach E. Kettel [7]

$$q_2 = \frac{K_{2\,stat}}{K_{2\,dyn}} = \frac{(x_0^2 - 0{,}5)\,(1 + x_0^2)}{x_0^2 - 0{,}25} \cdot \frac{B}{16f} \tag{54}$$

und mit den Werten des Beispiels $q_2 = 4{,}4$, $\Delta b_{K_2} = \ln 4{,}4 = 1{,}5$ N erhält. Würde man hier bei genügender Rauschabstandsreserve des Systems für gleiche Kanalzahl das Hubverhältnis $\frac{H}{n}$ und die ZF-Bandlage f_0 auf die Hälfte herabsetzen, so bleiben zwar k bzw. Δ sowie x und damit die statischen Klirrwerte unverändert, während q_3 und q_2 mit $\frac{B}{2} = \frac{f_0/2}{x}$ auf die Hälfte zurückgehen und somit $b_{K_3\,dyn}$ und $b_{K_2\,dyn}$ um 0,7 N abnehmen. Man erhält dann:

$$\Delta b_{K_2} = 1{,}5 - 0{,}7 = 0{,}8\,N.$$

Damit würde der Gesamtwert

$$b'_{K_2} = b_{K_2} - \tfrac{1}{2} \ln\left(1 + e^{-2 \cdot 0{,}8}\right) = b_{K_2} - 0{,}1\,N$$

werden und der dynamische Anteil sich gegenüber dem statischen bereits mit 0,1 N verschlechternd bemerkbar

*) Der Leitungsdiskriminator hat leider trotz der aufwändigeren Koaxialleiterkreise nur eine rel. kleine Amplitudenausbeute, wie aus einem Vergleich der $\operatorname{tg}\psi$-Werte nach Gl. (47) und Tab. 2

$$\frac{\operatorname{tg}\psi}{\operatorname{tg}\psi_m} = \frac{\pi/2}{8{,}07} \approx \frac{1}{5}$$

und der vorausgesetzten quadratischen Gleichrichtung folgt.

machen. Hiermit deckt sich auch eine von P. Güttinger [8] angegebene Regel, daß für

$$\frac{10 f \cdot x}{f_0} > 1 \qquad (55)$$

bei höheren Modulationsfrequenzen die Einschwingvorgänge stärker in Erscheinung treten. Für 240 Kanäle mit $f = n = 1$ MHz, $x = 7{,}7$, $k = 1{,}1^{-1}$, $f_0 = 100$ MHz bleibt $\frac{10 f \cdot x}{f_0} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 7{,}7}{100} = 0{,}77$ noch unter 1. Für 480 Kanäle und $f = n = 2$ MHz würde dies schon nicht mehr zutreffen. Nach Gl. (53) wird dann bereits $b'_{K_2} = b_{K_2} - 0{,}35\,N$. Nach G. Bosse [9] lassen sich weiter durch vorgeschaltete Vierpole mit von der Bandmitte aus nach beiden Seiten abfallender Gruppenlaufzeit die dynamischen Verzerrungen teilweise kompensieren, so daß zur Erreichung des zulässigen Grenzwertes in erster Linie die Verbesserung der statischen Kennlinie ausschlaggebend bleiben dürfte.

Zusammenfassung

Für moderne Breitband-Richtverbindungssysteme bestehen hinsichtlich des Rauschens keine Schwierigkeiten, CCIF-Ansprüchen zu genügen. Zu den noch offenen Fragen gehört die erreichbare Linearität solcher Systeme für Vielkanal-Weitsprechen. Ähnlich wie für das Rauschen kann man auch hier die Gesamtverzerrungen auf eine Reihe von Einzelbeiträgen zurückführen. Dabei sollte für den Diskriminator ein Grenzwert von 7,5 N Klirrdämpfung nicht unterschritten werden. In der Arbeit werden nun die theoretischen Voraussetzungen untersucht, Diskriminatoren von dieser Güte herzustellen. Hierbei wird davon ausgegangen, daß die Frequenz-Amplitude-Umwandlung bei allen Diskriminatoren auf den Flanken von Schwingkreisen erfolgt, die von Natur aus keinen geradlinigen, sondern Kurvencharakter aufweisen und deren Flanken außerdem für den linearsymmetrischen Frequenzhub unsymmetrisch zur mittleren ZF-Frequenz verlaufen. Durch Wahl eines idealisierten Hubes wird der Symmetriefehler vorerst ausgeschieden. Die Betrachtungen erstrecken sich zunächst allein auf die Restwelligkeit der Kennlinie oder in Anbetracht der sehr kleinen Fehler (einige Promille), die 7,5 N Klirrdämpfung voraussetzen, auf die Restwelligkeit der $\operatorname{tg}\psi$-Kurve. Die Untersuchung zeigt, daß der erforderliche Grenzwert bis zu einer relativen Versetzung der Kreise von etwa 15 v. H. erreicht werden kann, wenn der Gütefaktor der Kreise $\frac{R}{\sqrt{L/C}}$ abhängig von der relativen Versetzung der Umwandlerkreise richtig gewählt wird. Für die optimal kleinste Restwelligkeit erweisen sich bereits Änderungen dieses Faktors um ± 1 v. H. als kritisch. Die Untersuchung zeigt weiter, daß bei dem in Wirklichkeit linearsymmetrischen Frequenzhub der in die Betrachtung miteinbezogene Symmetriefehler recht beträchtlich ist. Verschiedene Korrektionsmaßnahmen zur Milderung der Unsymmetrie werden kurz erwähnt. Ihre Verbesserung um 1 ... 2 N bringt aber nicht die erforderliche Verdoppelung der Klirrdämpfung. Eine der optimal kleinsten Restwelligkeit äquivalente Klirrdämpfung bedingt eine um eine halbe Größenordnung kleinere prozentuale Versetzung der Kreise und damit entsprechend schmälere Hub- bzw. Nutzbandbreiten. Dies bedeutet entweder eine Reduzierung des Rauschabstandes oder der Kanalzahl auf ein Fünftel bzw. 5fach höhere Anforderungen für die Linearität der Ausgangsverstärkung hinter dem Diskriminator und für die Frequenzkonstanz der Oszillator- und Umwandlerkreise. Demgegenüber wesentlich aussichtsreichere Diskriminatorausführungen werden angegeben. Danach sind Diskriminatoren mit der für CCIF-Ansprüche erforderlichen Linearität zu verwirklichen. Die angeführten Zusammenhänge gestatten, den jeweils benötigten Aufwand bzw. seine wirtschaftlich zweckmäßigste Verteilung abzuschätzen. Die zunächst ausschließlich auf die statischen Klirranteile abgestellten Überlegungen werden abschließend mit den von anderer Seite angestellten Näherungsrechnungen für die dynamischen Klirranteile verglichen. Hierdurch läßt sich mit einiger Sicherheit übersehen, wieweit bei der in erster Linie erforderlichen Verbesserung der statischen Kennlinie auch der Einfluß der dynamischen Klirranteile berücksichtigt werden muß.

Schrifttumsverzeichnis

[1] F. Ring und W. Zerbel, Die Reichweite von Trägerfrequenzsystemen. (Mitteilungen aus dem Fernmeldetechn. Zentralamt.) FTZ 10 (1950), S. 377 bis 388.
[2] K. O. Schmidt, Techn. Grundlagen für Richtfunkverbindungen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Der Fernmelde-Ingenieur 5 (1951).
[3] K. O. Schmidt, Die Bestimmungsgrößen eines Dezimetersystems mit Zeit - Impuls - Modulation (Puls-Phasen-Modulation). FTZ 8 (1951).
[4] E. Hölzler, Über die Wirkung von Verzerrungen bei der Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen. ENT 18 (1941), S. 106 u. f.
[5] P. Barkow, Die Unsymmetrie des Frequenzhubes insbesondere bei Breitband-Richtverbindungen mit Frequenzmodulation. FTZ 4 (1951).
[6] A. Heilmann, Vermerk über Laufzeitverzerrungen und nichtlineares Übersprechen durch lange HF-Leitungen bei der Übertragung von frequenzmodulierten Signalen (noch nicht veröffentlicht).
[7] E. Kettel, Die nichtlinearen Verzerrungen bei Frequenzmodulation. Telefunken-Zeitung Nr. 89, (Dez. 1950), S. 167 bis 174.
[8] P. Güttinger, Frequenzmodulation. Verlag AG Gebr. Lehmann u. Co., Zürich (1947), S. 147 u. 148.
[9] G. Bosse, Das dynam. Verhalten des Frequenzdetektors. Mitteilung aus dem Institut für elektrische Nachrichtentechnik der Techn. Hochschule Stuttgart. AEÜ 5 (1951), S. 314 bis 320.
[10] H. Müller, Verzerrungsmessung bei Rundfunksendern. Telefunken-Zeitung Nr. 87/88 (Sept. 1950), S. 56 u. f.
[11] Rothe und Kleen, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig (1944), Bd. 3, S. 36.
[12] Ph. Magne, Le Diskriminateur à Lignes. Annales de Radioelectricité Compagnies françaises associées de TSF, Paris avril 1950.
[13] P. F. Panter u. W. Dite, Application of negative feedback to frequency-modulation systems. Elektr. Commun. 26 (1949), S. 173.
[14] J. Hacks, Untersuchungen über Frequenzgegenkopplung. A. E. Ü. 5 (1951), S. 441.

(Eingeg.: 25. Oktober 1951)

FERNMELDE-PRAXIS

SONDERDRUCK
aus Heft 3/1952

Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 35 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal (Dreibandbetrieb)

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

von

Gottfried Bayer, Darmstadt

VERLAG FRANZ WESTPHAL — WOLFSHAGEN / SCHARBEUTZ — LÜBECKER BUCHT

Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 35 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal[1][2]

(Dreibandbetrieb)

DK 621.395.44

Allgemeines

Das deutsche Zweibandsystem 35 ist für die leichtbespulten 0,9 mm dicken Stämme (4 Sl 0,9 d) und Vierer (4 Vl 0,9 d) der Fernkabel mit 1,7 km Spulenabstand (d-Kabel) entwickelt worden. Die Grenzfrequenzen dieser beiden Leitungsarten liegen bei 7500 Hz für den Stamm und bei 9300 Hz für den Vierer. Bei einem Frequenzbereich von 300 ... 5700 Hz, wie er vom Zweibandsystem benötigt wird, um zwei Sprechwege mit je 2400 Hz Bandbreite (300 ... 2700 Hz für den Nf-Kanal um 3300 ... 5700 Hz für den 1. Kanal) zu schaffen, werden die Stämme der vorgenannten Leitungsarten bis zu einer Frequenz von 0,765 f_0, die Vierer nur bis zu 0,613 f_0 ausgenutzt (siehe Abb. 1).

Der ständig steigende Leitungsbedarf während des Krieges zwang dazu, alle Möglichkeiten der Leitungsbeschaffung auszuschöpfen. Da bei den leicht bespulten Vierern der Bereich nur bis etwa 0,6 f_0 verwendet ist, wurden Versuche unternommen, auf dieser Leitungsart über 5700 Hz noch einen zweiten Trägerfrequenzkanal, wenn auch mit geringerer Bandbreite, zu schaffen. Als geeignetes Gerät hierzu erschien mit entsprechenden Änderungen das bei der früheren deutschen Wehrmacht eingeführte TFb 1-Gerät. Da diese Versuche günstig verliefen, wurde nach entsprechender Durcharbeitung dieses Verfahrens von dieser Möglichkeit, neue Sprechwege zu bilden, Gebrauch gemacht. Dieser Betriebsweise kommt auch heute noch eine gewisse Bedeutung zu, wobei jedoch nicht übersehen werden darf, daß diese Betriebsweise nur eine Notmaßnahme darstellt. Sobald nach Fertigstellung des neuen TF-Netzes hochwertige Leitungen verfügbar sind, wird man bestrebt sein, die nach dem beschriebenen Verfahren erstellten Leitungen abzubauen.

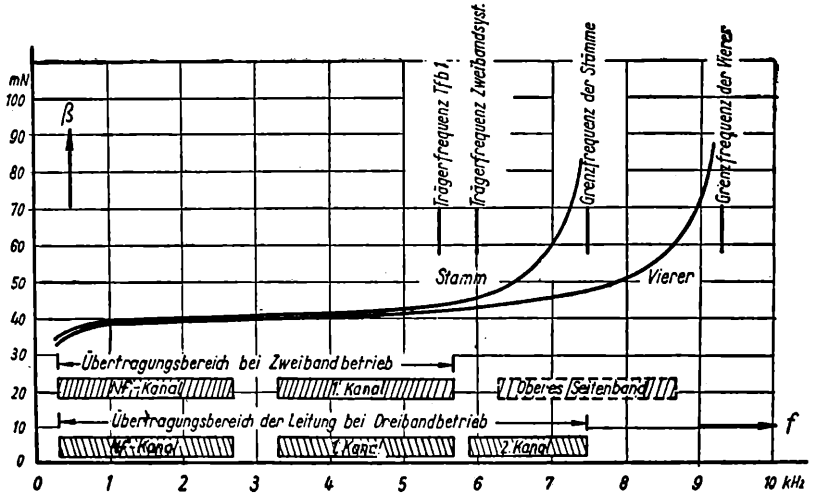


Abb. 1. Kilometrische Dämpfung der leichtbespulten Stämme (4 St 0,9 d) und Vierer (4 Vl 0,9 d) der Fernkabel mit 1,7 km Spulenabstand. Beim Zwei- und Dreibandbetrieb ausgenutzter Frequenzbereich

Weil ein geschlossener Dienstbehelf für diese Betriebsweise fehlt, und weil inzwischen die Anschaltung vereinfacht worden ist, soll nachfolgend eine zusammenfassende Darstellung gegeben werden, welche Maßnahmen bei Anwendung dieser Betriebsweise an den einzelnen Geräten notwendig sind und wie sich die übertragungstechnischen Verhältnisse gestalten. Im einzelnen sollen behandelt werden:

---

1) In einem demnächst erscheinenden Artikel wird die zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 47 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal behandelt werden.

2) Die umfangreichen Messungen und Versuche wurden in dankenswerter Weise von Herrn Arthur Heuduk (Verstärkeramt Nürnberg) durchgeführt.

A. Umbau und Einstellung des TFb 1-Geräts.

B. Maßnahmen an den Endsätzen des Zweibandsystems 35.

C. Verbindung des TFb 1-Geräts in seiner geänderten Form mit den Endsätzen des Zweibandsystems 35.

D. Verbindung des TFb 1-Geräts in einer geänderten Form mit einem Zweibandverstärker.

E. Erweiterung des Übertragungsbereiches des Zweibandverstärkers 35

F. Pegelverhältnisse beim Dreibandbetrieb.

A. Umbau und Einstellung des TFb 1-Geräts[3])

a) Beim TFb 1-Gerät wird in seiner ursprünglichen Form auf Zweidrahtleitungen im Frequenzgetrenntlageverfahren gearbeitet. Der Trägerstrom hat eine Frequenz von 5500 Hz, die beiden Seitenbänder, die zur Übertragung auf der Leitung dienen, erstrecken sich von 3500 ... 5100 Hz und 5900 ... 7500 Hz. Dies entspricht einem Niederfrequenzband von 400 ... 2000 Hz. Soll ein solches Gerät mit dem Zweibandsystem zusammenarbeiten, so muß es, entsprechend der Arbeitsweise dieses Systems, auf Vierdrahtgleichlageverfahren umgestellt werden. Die obere Übertragungsfrequenz des Zweibandsystems liegt bei 5700 Hz. Für den mit TFb 1-Geräten zu bildenden Trägerfrequenzkanal (2. Kanal) kann daher nur das obere Seitenband dieses Geräts mit dem Frequenzbereich 5900 ... 7500 Hz gewählt werden.

Zur Aussiebung der für die Übertragung auf der Leitung erforderlichen Frequenzbänder dienen im TFb 1-Gerät die Bandfilter BF 1120 (3500 ... 5100 Hz) und BF 1121 (5900 ... 7500 Hz). Um das Gerät auf Frequenzgleichlageverfahren für den Frequenzbereich 5900 ... 7500 Hz umzustellen, ist es notwendig, das Bandfilter BF 1120 gegen ein Bandfilter BF 1121 auszutauschen und Sende- und Empfangsseite je auf Klemmen zu legen. Das Klemmenpaar „NF-Gespräch" wird für die Empfangs-, das Klemmenpaar „Fernleitung" für die Sendeseite verwendet. Unter der Voraussetzung, daß das TFb 1-Gerät als Endstelle B geschaltet ist (entsprechend der bisherigen Übung soll dies bei Geräten für Dreibandbetrieb stets so gehandhabt werden), sind die Lötstifte 1a und 2a des links gelegenen Filters BF 1121 (von rückwärts gesehen) mit dem Klemmenpaar „NF-Gespräch", des rechts gelegenen Filters mit den Klemmen „Fernleitung" zu verbinden. Die ursprünglich von dem Lötstift 2a des Filters und den Klemmen „NF-Gespräch" und „Fernleitung" ausgehenden Drähte sind davon zu lösen und die Enden zu isolieren. Die bisher an den a- und b-Punkten „NF-Gespräch" und „Fernleitung" liegenden Drähte sind ebenfalls auszulöten.

b) Für amtsendende Leitungen dient auf der Niederfrequenzseite der Zweidrahtausgang „TF-Gespräch". Um das Gerät auch hinsichtlich der Verlängerungsleitungen VL 3 und VL 4 (VL 1273) den übrigen Geräten des Verstärkerbetriebes anzugleichen, ist die Änderung dieser Verlängerungsleitungen auf eine Dämpfung von 0,3 N empfehlenswert; eine unbedingte Notwendigkeit dazu besteht jedoch nicht.

c) Sollen Sprechwege über 2. Kanäle bei Dreibandbetrieb vierdrähtig abgenommen werden, um sie auf Niederfrequenzvierdrahtleitungen weiterzuführen oder um solche Kanäle amtsendend in Verbindung mit Gabel 41 und TRUv zu betreiben, so dienen dazu die Klemmen „4Dr-Anschl. Eingang" bzw. 4Dr-Anschl. Ausgang". Um diese Vierdrahtausgänge wirksam zu machen, muß im Anschlußkasten die Verbindung „ab Umsch." nach „an Umsch." hergestellt werden.

d) Beim TFb 1-Gerät wird normalerweise zur Rufübertragung ein Strom der Frequenz 500 Hz benutzt. Der im Gerät eingebaute Tonfrequenzrufumsetzer setzt diesen Rufstrom in einen solchen der Frequenz 25 Hz um. Dieses Verfahren kann beibehalten werden, wenn es sich um eine Leitung handelt, bei der die Leitungsenden mit dem Standort der TFb 1-Geräte zusammenfallen („Systemruf"). Aber auch in diesen Fällen kann es erwünscht sein oder erforderlich werden, von dem Systemrufverfahren abzuweichen. In den Fällen, wo vierdrähtige Weiterschaltung über Niederfrequenzleitungen oder über ein anderes Trägerfrequenzsystem vorliegt, besteht eine Notwendigkeit dazu. Man geht dann zu

[3]) Die Ausführungen beziehen sich auf Tfb 1-Geräte mit Zwei- und Vierdrahtanschluß nach Schaltbild 11 Rel str 508/09 d, e. Bei Geräten nach Schaltbild 11 Rel str G 10/1a, b, die nur mit Zweidrahtanschluß auf der Niederfrequenzseite versehen sind, ist bei vierdrähtiger Weiterführung ein sinngemäßer Umbau vorzunehmen. Vgl. Beschreibung des früheren RPZ Nr. 318 E 6, 3. Ausgabe, März 1944 Anl. 10, 11, 12 und 13.

dem allgemein üblichen Tonfrequenzruf mit 500/20 Hz unter Verwendung der Tonfrequenzrufumsetzer (TRU_n, TRU_v und TRU_{vz}) über. Wird das 500/20 Hz-Tonfrequenzrufverfahren angewendet, dann ist es erforderlich, den Tonfrequenzrufumsetzer für 500 Hz des Geräts unwirksam zu machen. Hierzu ist es nur erforderlich, im Becher AG 1248 die an den Lötstiften 3a und 4a angeschalteten Drähte abzulöten und zu isolieren.

e) Das TFb 1-Gerät ist für den Einsatz auf Frei- und Kabelleitungen geeignet. Bei Freileitungen sind im Übertragungsbereich die Dämpfungsverzerrungen so gering, daß ein Entzerrer entbehrt werden kann. Das Gerät hat daher in der Stellung „FD-Ltg. (Bronze") des Schalters 4[4]) auf dem ganzen Übertragungsbereich eine gleichbleibende Verstärkung. Beim Dreibandbetrieb wird das TFb 1-Gerät mit seinem Empfangsteil jeweils am Ausgang eines Zwangsverstärkers angeschaltet. Sind die Entzerrereinstellungen der Zweibandverstärker für den erweiterten Übertragungsbereich bis 7500 Hz richtig getroffen, so ist am Ausgang der Verstärker ein frequenzunabhängiger Pegel (in gewissen engen Grenzen) vorhanden. Das TFb 1-Gerät hat daher, wie bei Bronzeleitungen, keine Dämpfungsverzerrungen der Leitung mehr auszugleichen. Es ist deshalb im allgemeinen beim Dreibandbetrieb in der Stellung „FD-Ltg. (Bronze)" des Schalters 4 zu betreiben.

In Ausnahmefällen, und zwar dann, wenn es nicht gelungen ist, auf der Leitung die Entzerrung hinreichend gut durchzuführen, kann es vorteilhaft sein, das TFb 1-Gerät in der Stellung „FF-Kabel, FD-Ltg. (Eisen)" zu betreiben. In allen Fällen, in denen die Restdämpfung in der Schalterstellung „FD-Ltg. (Bronze)" nicht befriedigend ist, muß die Restdämpfung auch in der Schalterdämpfung „FF-Kabel, FD-Ltg. (Eisen)" ermittelt werden. Die Schalterstellung, mit der die günstigste Restdämpfung erzielt wird, wird sodann als Betriebsstellung beibehalten.

f) Geräte, die im Sinne der Punkte a bis d abgeändert sind, erhalten die Bezeichnung TFb 1 Kbl/o.B. (TFb 1-Gerät für Betrieb auf Kabel bei Verwendung des oberen Seitenbandes).

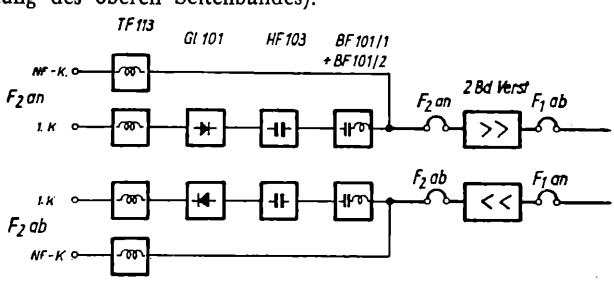


Abb. 2
Aufbau des Zweibandendsatzes 35

B. Maßnahmen am Zweibandendsatz 35

Beim Zweibandsystem 35 (siehe Abb. 2) werden die beiden Sprachbänder für den Nf- und den ersten Kanal durch je ein Tiefpaßfilter TF 113 bei 2700 Hz begrenzt. Das Sprachband des Nf-Kanals gelangt dann unmittelbar auf die Leitung. Der Flankenanstieg der Restdämpfungskurve[5]) des Tiefpaßfilters TF 113 ist so bemessen, daß bei Frequenzen im Bereich des 1. Kanals, also von 3300 Hz aufwärts, die Dämpfung so hoch ist, daß im 1. Kanal keine Störungen mehr verursacht werden (Restdämpfung des Tiefpaßfilters $b_r = 6{,}0$ N, siehe Abb. 3). Umgekehrt dürfen Ströme, die bei der Frequenzumsetzung entstehen und unter 2700 Hz liegen, nur mit so kleiner Amplitude die Leitung erreichen, daß sie den Nf-Kanal nicht mehr beeinträchtigen. Das Bandfilter im 1. Kanal besteht aus den beiden Bechern BF 101/1 und BF 101/2. Im Zusammenwirken mit dem Hochpaßfilter HF 103 wird diese Bedingung (Restdämpfung von Bandfilter und Hochpaßfilter zusammen $b_r \geqq 6{,}0$ N, siehe Abb. 3) erfüllt. Für den Frequenzbereich über 5700 Hz, der oberen Übertragungsgrenze des 1. Kanals, können die Anforderungen hinsichtlich Flankensteilheit und Restdämpfung der Bandfilter geringer gehalten werden ($b_r = 3{,}5$ N, siehe Abb. 3). In diesen Bereich fallen das bei der Frequenzumsetzung entstehende obere Seitenband (6300 ... 8700 Hz) und der Trägerrest (6000 Hz), soweit er durch die Unvollkommenheit des Ringmodulators entsteht. Die Wirkung der Filter wird in diesem Bereich durch die Leitung begünstigt, da die Verstärkung der Zwischenverstärker im Bereich des oberen Seitenbandes schon einen mehr oder minder geringeren Grad aufweist als die Kabeldämpfung, weshalb etwa auf der Sendeseite der Leitung vorhandene Reste des oberen Seitenbandes durch die Leitung zusätzlich gedämpft

4) Vgl. Beschreibung des früheren RPZ Nr. 318 E 6, 3. Ausgabe März 1944, Anl. 10, 11, 12 und 13.

5) Restdämpfung ist der Wert der Betriebsdämpfung oder Wirkdämpfung oder des Einfügungsverlustes bei beiderseitigem Abschluß des Meßobjekts mit 600 Ohm

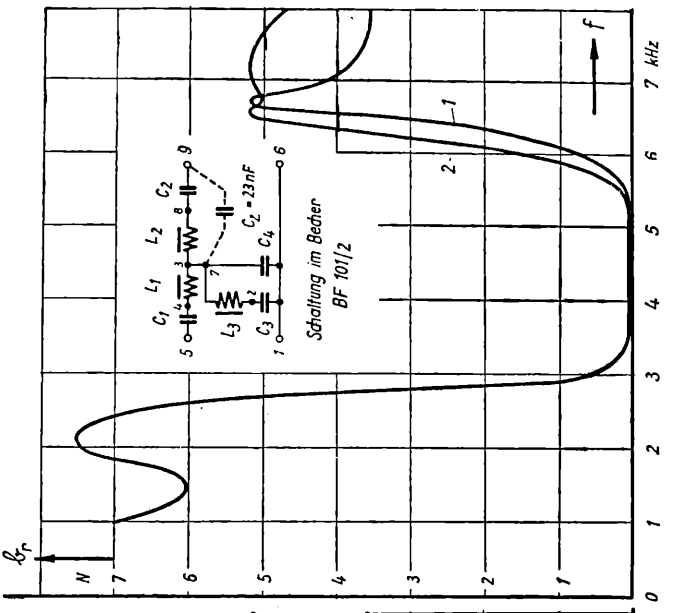


Abb. 4. Restdämpfung des Bandfilters BF 10111 + BF 10112, zusammen mit Hochpaßfilter HF 103
Kurve 1: ohne Zusatzkondensator
Kurve 2: mit Zusatzkondensator

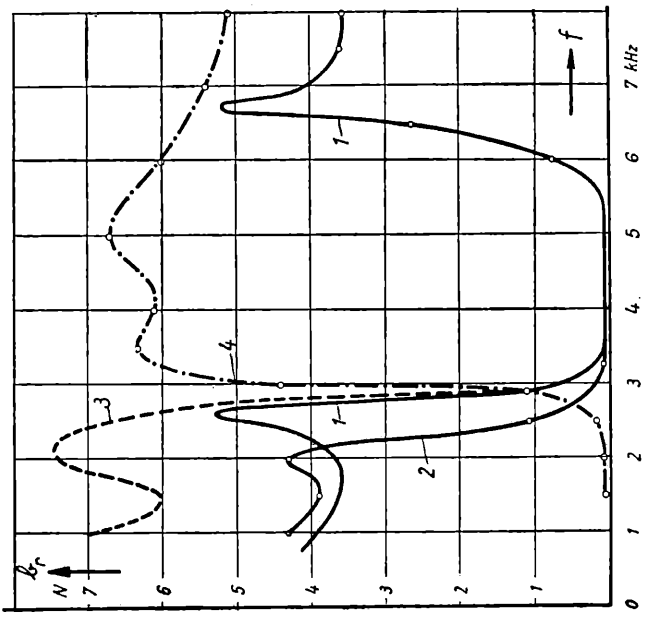


Abb. 3. Restdämpfungen der Filter des Zweibandsystems 35
Kurve 1: Bandfilter BF 10111 + BF 10112
Kurve 2: Hochpaßfilter HF 103
Kurve 3: Bandfilter und Hochpaßfilter
Kurve 4: Tiefpaßfilter TF 113

werden. Der Pegelabstand zwischen Nutz- und Störband (unteres Seitenband = Nutzband, oberes Seitenband = Störband) wird also mit steigender Leitungslänge vergrößert.

Grundsätzlich ändern sich die Verhältnisse, wenn diesen beiden Sprachbändern ein drittes überlagert werden soll, dessen Frequenzbereich sich von 5900 ... 7500 Hz erstreckt, also zum großen Teil mit dem oberen Seitenband des Zweibandsystems zusammenfällt, in dessen Bereich ferner der Trägerrest des Trägers des Zweibandsystems von 6000 Hz liegt und das außerdem von dem Nutzband des 1. Kanals nur einen Abstand von 200 Hz aufweist. Bei Ankopplung des dritten Sprachbandes an das Zweibandsystem in seiner ursprünglichen Form wäre mit starken Störungen im 2. Kanal

a) durch das obere Seitenband und
b) durch den Trägerrest

des Zweibandsystems zu rechnen, weil nunmehr auch der Übertragungsbereich der Leitung auf 7500 Hz erweitert werden muß.

Das obere Seitenband des Zweibandsystems wird nach der Umsetzung im Empfangsgerät des 2. Kanals zwar nicht in der richtigen Frequenzlage erscheinen, weil sein Träger von 5500 Hz um 500 Hz gegenüber dem Träger von 6000 Hz, mit dem das obere Seitenband erzeugt wird, verschoben ist. Die entstehenden Geräusche würden aber dennoch stark störend sein, weil der Pegelabstand des oberen Seitenbandes im ungünstigsten Fall, nämlich bei 6300 Hz nur 1,5 N beträgt und vor allem, weil diese Geräusche sich im Rhythmus der Sprache ändern. Ferner liegt der Trägerrest von 6000 Hz innerhalb des Übertragungsbands des 2. Kanals und erzeugt mit dem Träger des Tfb 1-Geräts von 5500 Hz auf der Niederfrequenzseite dieses Geräts einen Dauerton der Frequenz 500 Hz.

Sollen für die Praxis brauchbare Verhältnisse geschaffen werden, so muß

1. die obere Flanke der Restdämpfungskurve des Bandfilters BF 101/1 + BF 101/2 versteilert,
2. die Dämpfung dieses Bandfilters im Bereiche des oberen Seitenbandes des Zweibandsystems erhöht und
3. der Pegel des Trägerrestes durch besondere Maßnahmen weiter gesenkt werden.

Die Forderungen 1. und 2. können durch das zusätzliche Anschalten eines Kondensators von 23 nF (zweckmäßig in Rollenform) an die Lötstifte 7 und 9 auf der Deckplatte des Bechers BF 101/2 erfüllt werden. Die dadurch verursachte geringfügige Dämpfungszunahme innerhalb des Durchlaßbereichs oberhalb von 4,5 kHz kann ohne Bedenken in Kauf genommen werden. Durch diese Maßnahme wird auch bereits eine Absenkung des Trägerrestes erreicht. Sie ist jedoch noch nicht genügend, um die vorstehend unter 3. genannte Senkung hinreichend zu machen. Die Wirkung des Zusatzkondensators auf den Restdämpfungsverlauf des Bandfilters BF 101/1 + BF 101/2 veranschaulicht Abb. 4.

Der Pegel des Trägerrestes des Zweibandsystems soll bei Zweibandbetrieb am Ausgang des Sendeverstärkers $\leqq$ — 2,0 N sein. Ein Trägerrest mit dem zulässigen Höchstwert von — 2,0 N würde bei Dreibandbetrieb am Niederfrequenzausgang des 2. Kanals einen Dauerton der Frequenz 500 Hz verursachen, der nur etwa 3,0 N unter dem Niederfrequenzsollpegel des Sprachbandes liegen würde.

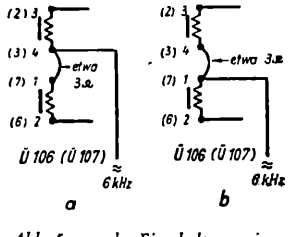


Abb. 5 a u. b. Einschaltung eines Abgleichwiderstandes in die Übertragerwicklung des Ringmodulators

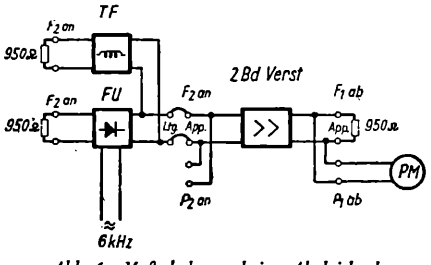


Abb. 6. Meßschaltung beim Abgleich des Trägerrestes
TF: Tiefpaßfilter für Nf-Kanal
FU: Frequenzumsetzer für 1. Kanal
2 BdVerst: Zweibandverstärker im Sendeteil des Endsatzes

Der Trägerrest hat beim Ringmodulator, wie er heutzutage allgemein angewendet wird, seine Ursache in Widerstandsunterschieden der Brückenzweige. Da diese in den überwiegenden Fällen reeller Art sind, kann durch Einfügen eines kurzen Widerstandsdrahtes eine beachtliche Verminderung des Trägerrestes erzielt werden. Man wählt am besten Widerstandsdraht mit einem solchen Durchmesser, daß ein Stück von 2 ... 3 cm Länge einen Widerstand von etwa 3 Ohm (im kalten Zustand) hat und schaltet ihn nach Entfernen der bestehenden Verbindung entsprechend der Abb. 5a und b in Reihe mit der Wicklung 1—2 oder 3—4 des Übertragers Ü 106. Die gleiche Maßnahme kann auch am Ü 107 sinngemäß vorgenommen werden. Welche der beiden Schaltungen und ob g. F. gleichzeitig an beiden Übertragern der Abgleich vorzunehmen ist, muß von Fall zu Fall durch Versuch ermittelt werden. Den genauen Widerstandsabgleich trifft man anhand der Meßschaltung nach Abb. 6. Die Verwendung des Tf-Meßkoffers ist hier vorteilhaft, weil durch das selektive Meßverfahren etwa am Ausgang des Verstärkers vorhandene Fremdspannungen das Meßergebnis nicht fälschen können. Im allgemeinen kann auf diese Weise der Pegel des Trägerrestes bis auf — 5,5 ... — 6,0 N am Ausgang des Sendeverstärkers des Zweibandendsatzes gebracht werden, wodurch Störton bis auf einen Pegel von ungefähr — 6 ... — 7 N sinkt. Wenn in Ausnahmefällen kein Erfolg erzielt werden sollte, so sind die Gleichrichterbecher

von Sende- und Empfangsteil des Frequenzumsetzers zu vertauschen und das vorstehend angegebene Verfahren neuerdings anzuwenden[6]).

In der gleichen Weise, wie im 2. Kanal ein Ton der Frequenz 500 Hz durch den Trägerrest des 1. Kanals entsteht, wird im 1. Kanal ein Ton der gleichen Frequenz durch den Trägerrest des 2. Kanals erzeugt. Die Praxis hat jedoch gezeigt, und Messungen haben dies bestätigt, daß der Trägerrest des TFb 1-Geräts mit seinem Pegel so tief liegt, daß Störungen dadurch nicht verursacht werden. Diese starke Trägerunterdrückung wird durch besonders steilen Restdämpfungsanstieg der Bandfilter BF 1121 an den Grenzen des Durchlaßbereiches erreicht. Das Erreichen eines so hohen Restdämpfungswertes bei der Trägerfrequenz von 5500 Hz wird dadurch, daß der Abstand bis zur nächstgelegenen Übertragungsfrequenz 400 Hz beträgt, begünstigt.

C. Verbindung des TFb 1-Geräts in seiner geänderten Form mit dem Zweibandendsatz

In der Abb. 7 ist die Zusammenschaltung eines TFb 1-Geräts mit einem Zweibandendsatz 35 schematisch dargestellt. Hierzu ist im einzelnen zu bemerken:

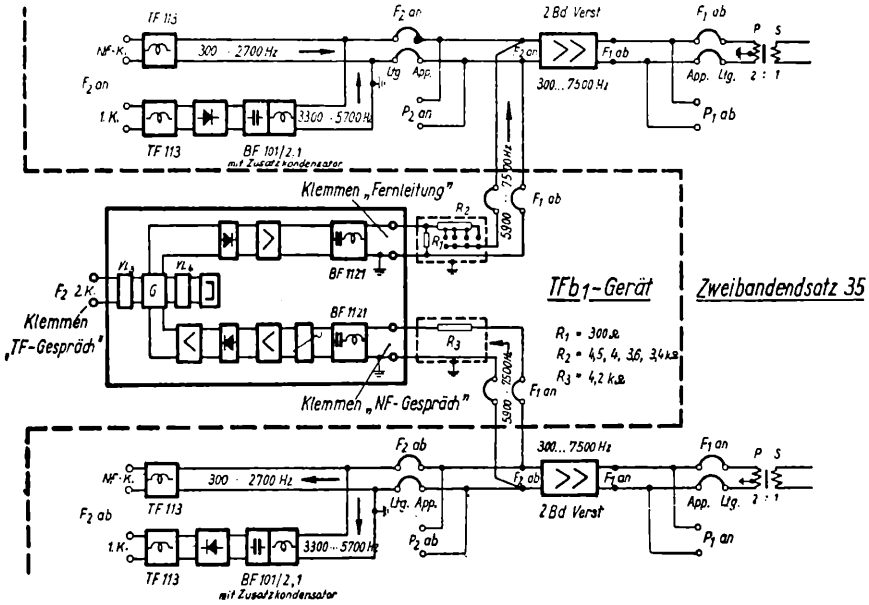


Abb. 7. Schematische Darstellung eines Zweibandendsatzes 35 mit angeschaltetem TFb 1-Gerät

Die Verdrahtung zwischen Tiefpaß, Frequenzumsetzer und Verstärker ist unsymmetrisch; die b-Ader ist geerdet. Entsprechend diesem Aufbau wird auch das TFb 1-Gerät in unsymmetrischer Weise mit dem Zweibandverstärker verbunden. Zur Verdrahtung ist geschirmter Draht, z. B. Tf-Schaltkabel 2 × 0,8 (KStL-Nr. 66799/2), zu verwenden. Eine besondere Erdung der b-Ader erübrigt sich, weil einmal im Zweibandendsatz Erdverbindung besteht und weil ferner im Tfb 1-Gerät auch die b-Ader an Erde liegt (Schwierigkeiten durch diese doppelte Erdung sind kaum zu erwarten). Die Verbindung des TFb 1-Geräts mit dem Zweibandendsatz 35 erfolgt am zweckmäßigsten an den Lötösen des Zweibandverstärkers des Endsatzes, nämlich für den Sendeteil an den Lötösen F_{2an}, für den Empfangsteil an den Lötösen F_{2ab} durch parallele Anschaltung. Damit für Untersuchungszwecke das TFb 1-Gerät vom Zweibandsystem abgetrennt werden kann, sind in der Verbindungsleitung zwischen TFb 1-Gerät und Zweibandverstärker (siehe Abb. 7) Steckverbindungen vorgesehen. Am besten geeignet sind hierzu zweiteilige geschirmte Buchsenstreifen, doch können auch Buchsenstreifen gewöhnlicher Bauart (z. B. Buchsenstreifen mit 12 × 3 Buchsen, KStL-Nr. E 61/12, von denen jeweils die dritte Buchse unbeschaltet bleibt) verwendet werden. In den Verbindungsleitungen sind ferner noch Kopplungsglieder, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 für die Sendeseite und dem Widerstand R_3 für die Empfangsseite, eingefügt. Zum Schutze der Widerstände und zur Schirmung ist es vorteilhaft, sie in Becher, wie sie allgemein in den Baukastenverstärkern üblich sind, einzubauen. Um auch für

[6]) Mit diesem Verfahren können auch Zweibandendsätze mit unzulässig hohem Trägerrest wieder in den meisten Fällen betriebsklar gemacht werden.

die Sendeseite eine Reglungsmöglichkeit zu schaffen, ist der Widerstand R_2 mit 4 Abgriffen versehen. Die Abgriffe sind an Lötstifte auf der Deckplatte des Bechers geführt. Auf diese Weise wird es möglich, in einfacher Art den Sendepegel um etwa 0,3 N zu ändern, was als ausreichend angesehen werden kann, um Alterungserscheinungen der Röhren ausgleichen zu können. Die Becher können auf der Rückseite des Tfb 1-Geräts in der dort vorhandenen Nische eingesetzt werden.

D. Verbindung des TFb 1-Geräts in seiner geänderten Form mit einem Zweibandverstärker

In den meisten Fällen fanden die Enden des zusätzlichen TFb 1-Kanals mit den Enden des Zweibandsystems zusammen. Manchmal tritt aber auch das Bedürfnis ein, ein Zweibandsystem nur auf einer Teilstrecke mit einem zusätzlichen Tfb 1-Kanal zu betreiben. In solchen Fällen muß eines oder beide TFb 1-Geräte mit einem Zweibandverstärker verbunden werden, je nach dem, ob der 2. Kanal vom Ende des Zweibandsystems bis zu einem Zwischenverstärker oder zwischen zwei Zwischenverstärkern verläuft.

Die Aus- und Eingänge der Zweibandverstärker sind symmetrisch. Dies macht es erforderlich, die Ankopplungsschaltung ebenfalls symmetrisch zu gestalten. Um die „Erde" von den Aus- und Eingängen fernzuhalten, ist zwischen TFb 1-Gerät und den Kopplungswiderständen im Sende- und Empfangsteil ein Fernleitungsübertrager 1 : 1 vorgesehen. Trennbuchsen ermöglichen auch in diesem Fall ein bequemes Zu- und Abschalten der TFb 1-Geräte. Abb. 8 zeigt den Aufbau der Schaltung.

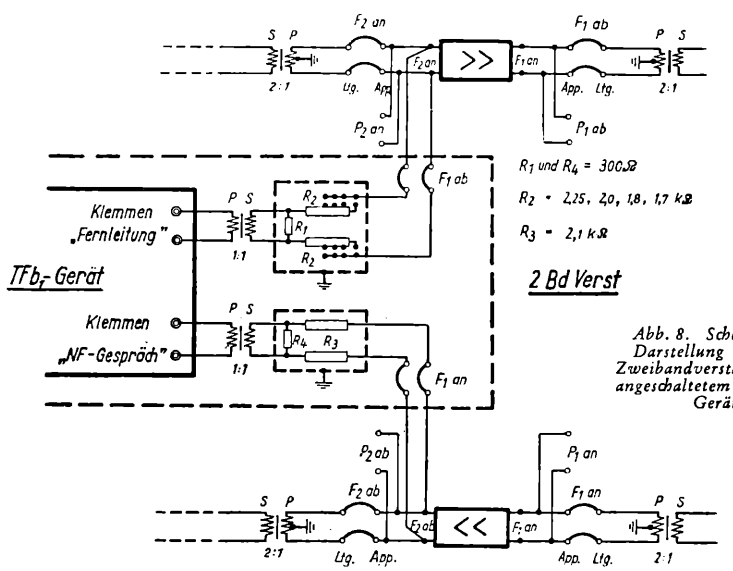


Abb. 8. Schematische Darstellung eines Zweibandverstärkers mit angeschaltetem TFb 1-Gerät

Je nach der Übertragungsrichtung wird das TFb 1-Gerät auf der F_1- oder F_2-Seite des Zweibandverstärkers angeschlossen. Als Verbindungsstelle bei Zweibandverstärkern können an Stelle der Lötösen am Verstärker auch die entsprechenden Punkte an dem Lötösenstreifen am Kopf des Zweibandverstärkergestells benutzt werden.

Wird ein Zweibandsystem mit einem 2. Kanal beschaltet, so sind die Zweibandverstärker für die Strecke, auf der drei Sprechwege verlaufen, nach Abschnitt E besonders herzurichten. Zweibandverstärker, an denen diese besonderen Maßnahmen nicht vorgenommen werden, haben (je nach der Entzerrereinstellung) im Frequenzbereich 5700 Hz bis 7500 Hz eine bereits stark verminderte Verstärkung. Wenn ein Zweibandsystem nur auf einem Teilstück mit einem zusätzlichen TFB 1-Kanal beschaltet ist, so gelangen Ströme dieses Frequenzbereiches möglicherweise schon so stark gedämpft zum Ende der Zweibandleitung, daß Störungen im Nf- und 1. Kanal auch ohne Anwendung der im Abschnitt B, a oder B, b für die Endsätze angegebenen Maßnahmen nicht eintreten. Um aber auf alle Fälle gegenseitigen Beeinflussungen der Sprechwege vorzubeugen, sind die Endsätze der Zweibandsysteme stets auch dann im Sinne der Abschnitte B, a oder B, b zu ergänzen, wenn das Zweibandsystem nur auf einem Teilstück mit einem zusätzlichen TFb 1-Kanal beschaltet ist.

E. Erweiterung des Übertragungsbereiches der Zweibandverstärker 35

Als Zwischenverstärker werden beim Zweibandsystem nur Zweibandverstärker 35 benutzt. Diese Verstärker sind nur für die Verstärkung und Entzerrung eines Frequenzbandes von 300 ... 5700 Hz entwickelt worden. Sollen diese Verstärker ein Frequenzband bis 7500 Hz übertragen, wie es beim Dreibandverfahren notwendig ist, so sind besondere Maßnahmen notwendig.

Die Zweibandverstärker enthalten einen „Hauptentzerrer" und einen „Zusatzentzerrer". Mit dem Hauptentzerrer kann der Verstärkerverlauf in 7 Hauptstufen im Bereich von 300 ... 3000 Hz und in 6 Hauptstufen im Bereich von 3000 ... 5700 Hz geändert werden (beim Verstärker von S. & H. in 8 Stufen statt 6). Die Einstellungen des Entzerrers für die beiden Frequenzbereiche sind voneinander unabhängig. Mit dem Zusatzentzerrer kann für jede Einstellung des Hauptentzerrers die zugehörige Verstärkungskurve im Sinne einer Verstärkungsverminderung beeinflußt werden. Die Verstärkungsverminderung nimmt mit steigender Frequenz zu. Auch ist es möglich, die tiefen Frequenzen in einer Stufe abzusenken.

Von den Maßnahmen zur Erweiterung des Übertragungsbereichs ist nur der Entzerrerteil für den Frequenzbereich 3000 ... 5700 Hz betroffen.

Die Hauptentzerrer sind bei den Verstärkern der verschiedenen Lieferfirmen verschieden aufgebaut, die Anordnung ist aber jeweils so getroffen, daß für die

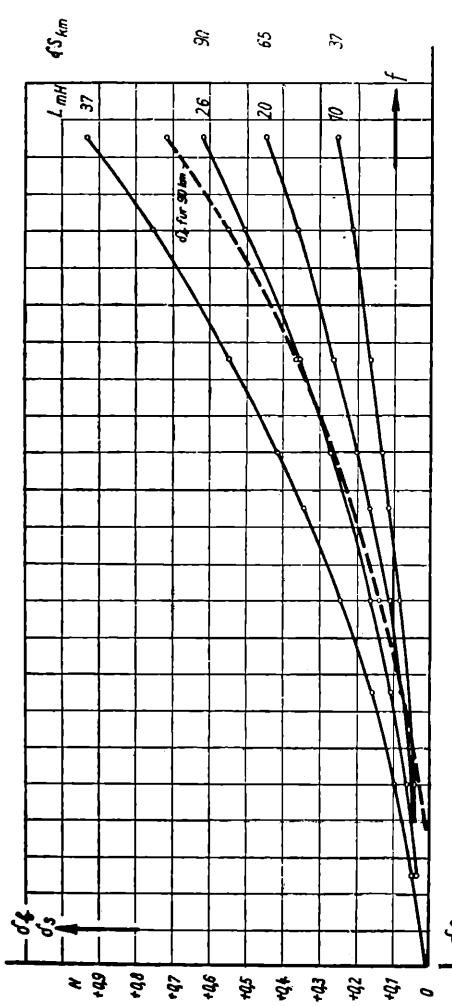


Abb. 10. Änderung der Verstärkung δ s durch zusätzliche Entzerrung im Bereich 3000 ... 7500 Hz und Dämpfungsverzerrung δ b der leicht bespulten Vierer (4 Vl 0,9 d) für 90 km (Te Ka De)

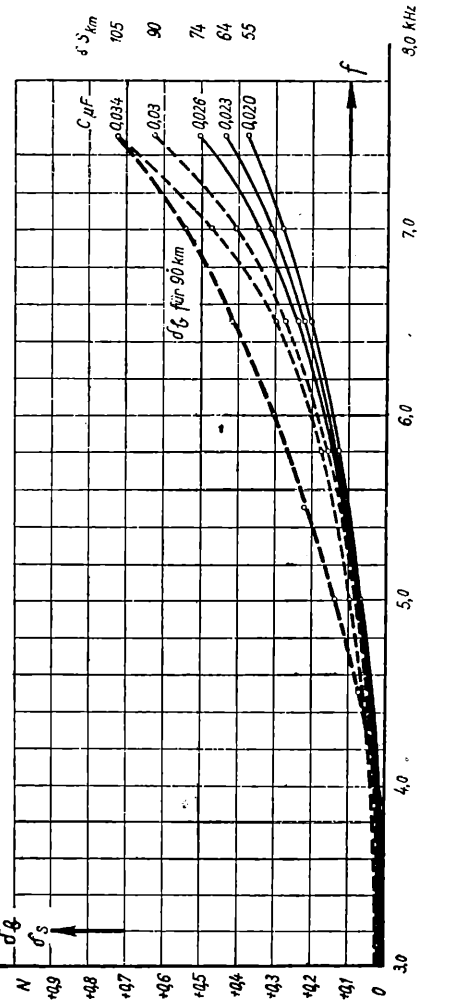


Abb. 9. Änderung der Verstärkung δ s durch zusätzliche Entzerrung im Bereich 3000 ... 7500 Hz und Dämpfungsverzerrung δ b der leicht bespulten Vierer (4 V 70,9 d) für 90 km (AEG)

festgelegten Einstellungen gleiche Verbindungen auf der Deckplatte des Entzerrerbechers einzusetzen sind. Wegen des verschiedenen Aufbaus der Entzerrer sind auch die zur Erzielung eines erweiterten Übertragungsbereichs einzuschlagenden Wege verschieden.

1. Zweibandverstärker 35 der Firma AEG

Keine der Verbindung 13—14, 13—19 bis 13—23 am Entzerrer E 527 a darf vorhanden sein. An die Lötstifte 15 und 24 des Entzerrers E 527 a ist ein Kondensator C anzuschalten. Richtwerte für die Größe der Kapazität für verschiedene Verstärkerfeldlängen sind aus der Abb. 9 zu ersehen. Bei geeigneter Verdrahtung kann dieser Kondensator in dem auf der Rückseite des Verstärkers noch vorhandenen freien Raum untergebracht werden.

2. Zweibandverstärker 35 der Firma TeKaDe

Keine der Verbindungen 13—14, 13—19 bis 13—23 am Entzerrer E 922 darf vorhanden sein. An die Lötstifte 13 und 14 ist eine Induktivität anzuschalten. Richtwerte für die Größe der Induktivität für verschiedene Verstärkerfeldlängen sind aus der Abb. 10 zu entnehmen.

Als Induktionsspulen eignen sich hierfür die neuerdings auch für Nachbildzwecke verwendeten DRf-Spulen, bei denen die Selbstinduktionswerte in kleinen Stufen je nach Bedarf eingestellt werden können. Da die Spulen im Verstärkergehäuse nicht unterzubringen sind, werden sie zweckmäßig seitlich am Gestell befestigt.

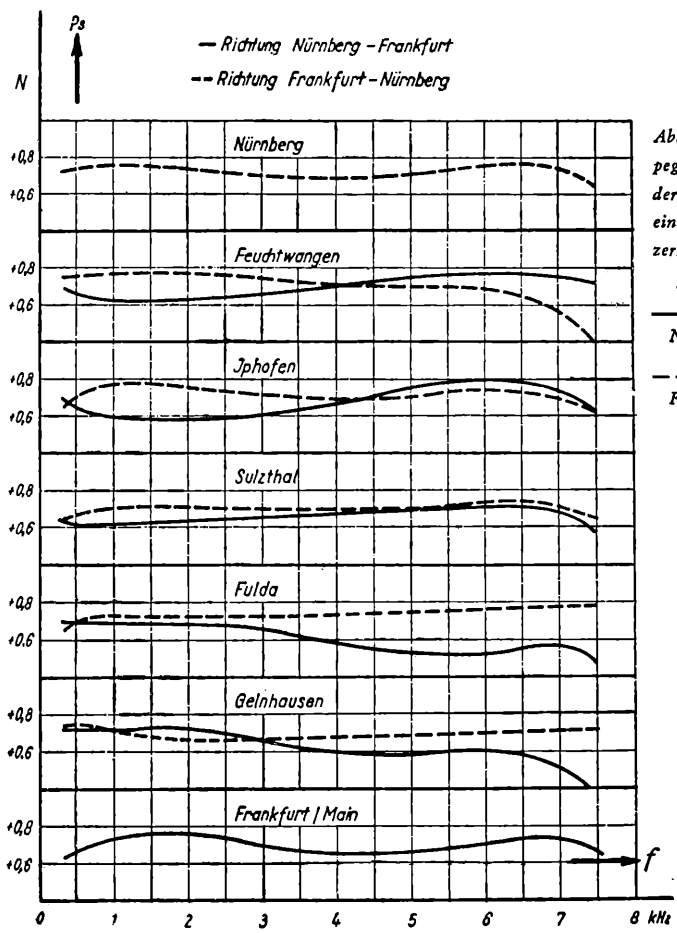


Abb. 11. Spannungspegel an den Ausgängen der Zweibandverstärker einer bis 7500 Hz entzerrten Leitung. Frankfurt/M.—Nürnberg

Nürnberg—Frankfurt

Frankfurt—Nürnberg

3. Zweibandverstärker 35 der Firma Siemens & Halske AG

Bei diesem Verstärker ist es in einfacher Weise nicht möglich, durch zusätzliche Mittel einen Verstärkungsanstieg entsprechend dem Dämpfungsverlauf der leicht bespulten Vierer der Kabel mit 1,7 km Spulenabstand bis 7500 Hz zu erreichen. Wenn mit den Einstellungen 1 a und 2 kein befriedigender Pegelverlauf erzielt werden und dieser unbefriedigende Pegelverlauf durch nachfolgende Verstärker der Lieferfirmen AEG und TeKaDe nicht wieder verbessert werden kann, sind die

Verstärker der Firma S. & H. gegen solche der AEG oder TeKaDe auszutauschen. wobei den Verstärkern der TeKaDe wegen des günstigeren Verlaufs der Verstärkungskurve der Vorzug zu geben wäre (siehe Abb. 10). Diese Maßnahme ist im Hinblick darauf, daß in den Zweibandendsätzen 35 nur Zweibandverstärker der Fa. S. & H. vorhanden sind (die aber in diesen Fällen beibehalten werden müssen), in den meisten Fällen empfehlenswert. Bei den Verstärkern des Endsatzes ist stets eine der Entzerrereinstellungen 1 a oder 2 zu wählen. Wenn innerhalb des Bezirks ein entsprechender Austausch nicht möglich ist, muß er auf überbezirklicher Ebene erfolgen. Äußere Abmessungen, die Bohrungen für die Befestigung der Verstärker in den Gestellen und die Leitungsanschlüsse stimmen bei den drei Verstärkertypen überein, so daß der Austausch ohne Schwierigkeiten möglich ist.

Abb. 11 zeigt als Beispiel die Pegelkurve einer Leitung mit 5 Zwischenverstärkern und die Pegelkurven an den Ausgängen der Zweibandverstärker der Endsätze.

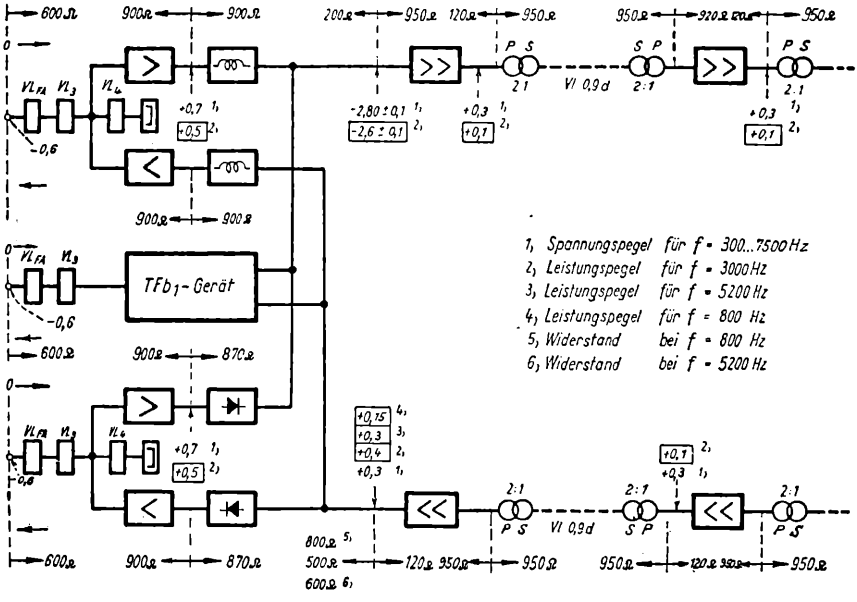


Abb. 12. Widerstands- und Dämpfungsverhältnisse an einem Zweibandendsatz 35 und auf einer Zweibandleitung mit 2. Kanal (TFb 1-Kanal)

F. Pegelverhältnisse bei Zweibandleitungen mit zweiten Tf-Kanal

In der Abb. 12 ist ein Zweibandendsatz 35 mit Zweibandleitung mit zusätzlichem zweiten Kanal schematisch dargestellt. In der Abbildung sind die Nennwiderstände für 3000 Hz angegeben. Der Eingangswiderstand des TFb 1-Geräts von den Anschaltpunkten aus gesehen ist so hochohmig, daß die Widerstände des Zweibandendsatzes 35 auch beim Dreibandbetrieb unverändert gelten können. Für die Pegelpunkte sind die dort einzustellenden Spannungspegel je Kanal für die Frequenz 3000 Hz eingetragen. Wegen der stärkeren Aussteuerung beim Dreibandbetrieb wurde der Kanalpegel von + 0,7 N beim Zweibandsystem auf + 0,3 N bei Dreibandausnutzung gesenkt. Die Senkung des Kanalpegels auf den Wert + 0,3 N ist auch bei dem Zweibandverstärker für den Empfangsteil des Endsatzes notwendig. Das bedeutet, daß der Niederfrequenzausgangspegel des Zweibandsystems 35 in der Empfangsrichtung nicht mehr wie bisher —2,0 N, sondern —2,4 N beträgt. Soll ein in dieser Weise betriebenes Zweibandsystem 35 mit einem anderen Trägerfrequenzsystem, dessen Niederfrequenzpegel auf die Werte + 1,0 N und —2,0 N (z. B. 12 Bd, Vbd, V 60 usw.) genormt sind, niederfrequenzmäßig verbunden werden, so wird es erforderlich, den Niederfrequenzkanal und den 1. Kanal über einen Allverstärker mit zusätzlichen Verlängerungsleitungen durchzuschalten.

Berichtigung: In Abb. 12 muß es für den Leistungspegel am Eingang des Zweibandverstärkers im Sendeteil statt — 2,6 + 0,1 N richtig — 3,0 + 0,1 N heißen. (21 184)

Druck: Westholsteinische Verlagsdruckerei Boyens & Co., Heide i. Holst.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Zur Einführung eines neuen Fernsprechwählsystems bei der Deutschen Bundespost

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **R. Führer**, München

DK 621.395.34

Die entwicklungstechnischen Gesichtspunkte, die grundsätzlichen Leistungen und die Kosten des „Wählsystems 50" werden dargelegt.

Der hohe Substanzverlust, der durch die weitgehenden Zerstörungen und den außerordentlichen Verschleiß während der Kriegs- und Nachkriegsjahre entstanden war, sowie der zurückgestaute Bedarf fast eines Jahrzehntes boten nach dem Zusammenbruch die einmalige Gelegenheit, mit der Erneuerung gleichzeitig eine entscheidende Systemverbesserung durchzuführen. Es galt, dieses eigenartige Aktivum des 2. Weltkrieges zu nutzen und keine Zeit zu verlieren, den Neuaufbau des postalischen Fernmeldewesens auf eine fortschrittliche Grundlage zu stellen. Die Postverwaltung setzte daher Ende 1947 beratende technische Ausschüsse (BTAF) für die Weiterentwicklung der postalischen Fernmeldetechnik ein. Teilnehmer der Ausschüsse waren die maßgebenden Fachkräfte der Industrie und der Verwaltung.

Die Entwicklungsarbeit der BTAF wurde, soweit sie das künftige Ortswählsystem betraf, im November 1948 in einstimmig beschlossenen Empfehlungen niedergelegt, die 1949 die Billigung des Bundespostministeriums fanden. Das Ergebnis der daraufhin einsetzenden Entwicklungsarbeit am Gerät ist das nunmehr fertigungsreif vorliegende Wählsystem 50.

1. Entwicklungstechnische Gesichtspunkte

Bei der Entwicklung des Systems 50 ging es nicht darum, die eine oder andere Betriebsbedingung in mehr oder weniger vollkommener Form einzubauen, sondern um wesentlich weitergesteckte Ziele. Es galt, ein System zu schaffen, das so viele Freiheitsgrade als möglich aufweist und daher eine ausbaufähige Grundlage für die zukünftige, heute noch nicht übersehbare Entwicklung darstellt.

Das neue Wählsystem sollte nicht nur den augenblicklichen Erfordernissen genügen, sondern auch der Kritik späterer Generationen standhalten.

Zwei Gesichtspunkte waren bei der Entwicklung maßgebend:

1. Orts- und Ferndienst sollten gemeinsam betrachtet werden, um eine schaltungstechnische, damit auch pflegetechnische Vereinfachung zu erzielen.
2. Die zu schaffende Systemgrundlage sollte möglichst breit sein, um die heutigen und zukünftigen Forderungen des Betriebes zu erfüllen.

Während Punkt 1 auf eine Vereinfachung hinzielt, stellt Punkt 2 eine Ausweitung dar. Beide Forderungen scheinen sich daher zunächst zu widersprechen. Die eingehende Prüfung in den beratenden technischen Ausschüssen führte jedoch zu dem überraschenden Ergebnis, daß sich beide Forderungen gegenseitig bedingen. Die angestrebte Vereinfachung ist Voraussetzung für eine mögliche Ausweitung.

Ursprünglich waren die Wählsysteme nur auf die Bedürfnisse des Ortsdienstes abgestellt. Der handvermittelte Fernverkehr wurde über besondere Einrichtungen, sogenannte Vorschalteschränke, abgewickelt. Lediglich in kleinen Orten, in denen sich der Bedienungsaufwand nicht lohnte, übernahmen die Wähleinrichtungen auch die Aufgaben des handvermittelten Fernverkehrs.

Das System 40 ging einen Schritt weiter, indem es grundsätzlich die Schlußzeichengabe zum handvermittelten Fernamt und die Zähleinleitung im Selbstwählferndienst erfüllte (sogenannte Regelkennzeichen). Auf die technischen Belange und Besonderheiten der Fernnetzebene nahm jedoch die Zeichengabe keine Rücksicht. Die abweichenden Schaltkennzeichen der Fernwahl und des Selbstwählferndienstes mußten daher beim Übergang in das Ortsnetz entsprechend umgesetzt werden. Da beim Aufbau einer Fernverbindung nicht feststeht, ob sie einen Ort im Durchgang durchläuft oder dort endigt, ist die Umsetzung bei jedem Einstieg in das Ortsnetz und bei jedem Ausstieg aus dem Ortsnetz vorzunehmen. Die Umsetzung ist verhältnismäßig einfach, wenn es sich nur um ganz wenige Schaltkennzeichen handelt. Jede zusätzliche Bedingung vermehrt aber den Schaltungsaufwand erheblich.

Diese Tatsache war ein wesentlicher Grund, warum sowohl bei den Orts- als auch bei den Fernsystemen so sehr auf Vereinfachung gepocht wurde. Beim System 40 wurde die Vereinfachung auf die Spitze getrieben. Sämtliche früher als selbstverständlich angesehenen Betriebsforderungen, wie Fernamtsansage, Nachruf, Schrankherbeiruf, wurden fallengelassen.

Das große Entwicklungsziel der Landesfernwahl legte es nahe, Orts- und Ferndienst künftig als eine Einheit zu betrachten. Den Ferndienst weiterhin schaltungstechnisch auf Nebengeleise zu schieben, hieße, die wirtschaftlichen Zusammenhänge verkennen. Eine gemeinsame Entwicklungslinie erschien um so mehr begründet, als der Anteil des Ferndienstes am Gesamtverkehr von Jahr zu Jahr zunimmt.

Von ein und derselben Grundlage, nämlich vom Aufbau der Verbindung über Wähler ausgehend, wurden daher die Schaltungen für den Ortsverkehr, den Selbstwählferndienst und den handvermittelten Fernverkehr gemeinsam entworfen und gegenseitig so abgeglichen, daß der Gesamtaufwand ein Minimum wurde.

Schwieriger war es, die Betriebsbedingungen festzulegen. Die Erfahrung hat gelehrt, daß die Vereinfachungen des Systems 40 zu weit gingen. Die Erfahrung hat aber auch gelehrt, daß die Dringlichkeit der Betriebsbedürfnisse nicht immer gleich bleibt und auch nicht im Laufe der Jahre stetig ab- oder zunimmt. Wäre dies der Fall, so ließe sich eine klare Entwicklungstendenz erkennen, welche die Entscheidung über die Notwendigkeit der einzelnen Betriebs-

forderungen leicht machen würde. In Wirklichkeit aber ändern sich die Bedürfnisse oft sprunghaft, so daß heute erhobene Forderungen in wenigen Jahren überholt sein können oder umgekehrt. Es spielen eben Gesichtspunkte herein, die auf wirtschaftlicher und politischer Ebene liegen und bei noch so sorgfältiger Planung nicht vorausgesehen werden können.

Der Weg erschien daher richtig, diesem Umstand Rechnung zu tragen und in das technische System ein Maximum an Freiheitsgraden einzubauen. Dem Betrieb bleibt es dann überlassen, welche der ihm gebotenen Möglichkeiten er jeweils auszunutzen gewillt ist. Selbstverständlich muß diese Ausweitung wirtschaftlich vertretbar sein. Es ist ohne weiteres denkbar, daß sich in 5 bis 10 Jahren eine Betriebsforderung klar umreißen läßt, die heute im Streite der Meinungen steht. Hier scheint es das kleinere Übel zu sein, ein Zuviel statt ein Zuwenig vorgesehen zu haben.

In enger Zusammenarbeit zwischen dem Fernmeldetechnischen Zentralamt und den Ämterbaufirmen, vornehmlich Mix & Genest A. G., Stuttgart, und Siemens & Halske A. G., München, gelang es, eine technisch, betrieblich und wirtschaftlich befriedigende Lösung zu erzielen. Das neue Wählsystem hat die Bezeichnung „Wählsystem 50" erhalten.

2. Grundsätzliche Leistungen

Die Freiheitsgrade, die das Wählsystem 50 aufweist, finden ihren praktischen Niederschlag in der Anwendung der Impulssteuerung und in der Erfüllung erwünschter Schaltbedingungen.

Der Vorteil der Impulssteuerung liegt darin, daß die Relaisübertragungen einfache Impulswiederholer darstellen (von Gleichstrom auf Wechselstrom, von Gleichstrom auf Tonfrequenz und umgekehrt). Ihre Schaltung wird von der Zeitfolge der Schaltkennzeichen nicht berührt. Sie befinden sich stets im gleichen Arbeitszustand, unabhängig von Zahl und Art der Schaltkennzeichen.

Sämtliche Schaltmaßnahmen der Vorwärtsrichtung (Belegung, Nummernwahl, Fernamtsansage, Nachruf) werden durch einfache g l e i c h a r t i g e Impulse erzeugt. Es braucht daher keine Rücksicht auf die Umgehung von Zwischenspeichern, von mechanischen Impulswiederholern, von Korrektions- und Invertierungs-(Umkehr-) Schaltungen genommen zu werden. Der Nachwahlimpuls der Fernamtsansage oder des Nachrufs durchläuft vielmehr alle derartigen Einrichtungen genau so wie ein Nummernwahlimpuls. Verfahren, die zur Unterscheidung der Schaltvorgänge verschieden lange Zeichen oder Zeichen bestimmter Zeitabstände (z. B. Zwischenimpulse oder zeitcodierte Impulse) benützen, teilen diesen Vorzug nicht. Ein Zwischenspeicher muß in diesem Falle durch besondere Maßnahmen überbrückt werden, weil er sowohl Zeichen als auch Zwischenpausen auf einheitliche Länge korrigieren und damit alle zeitlichen Unterschiede nivellieren würde.

Nur die Auslösung bedient sich auch bei der Impulssteuerung noch eines Zeitmerkmals, nämlich eines übermäßig langen Impulses, der jedoch auf die Fernleitungen beschränkt bleibt und sich in den örtlichen Stromkreisen über die B e l e g u n g s äste abschnittweise auswirkt, ohne die Steueräste zu beeinflussen.

Für die Rückwärtsimpulse (Wahlendezeichen, Beginnzeichen, Besetztrückmeldung, Schrankherbeiruf, Schlußzeichen) benützt man, um den Durchgriff bei Zweidrahtstrecken sicherzustellen, zwei- bis dreimal so lange Zeichen wie in der Vorwärtsrichtung. Da keine raschen Impulsfolgen übertragen werden müssen, erübrigt sich eine Korrektion. In der Rückwärtsrichtung steht daher auch die Zeitvariante zur Verfügung. Die Impulse können unbeschadet einer einfachen Wiederholungsschaltung verschieden lang gewählt werden. Bei der Besetztrückmeldung wird davon Gebrauch gemacht.

Durch den Wegfall des Abzählvorganges und einer Rücksichtnahme auf die zeitliche Folge der Schaltkennzeichen erschließen sich neuartige, wirtschaftlich vorteilhafte Möglichkeiten für die Technik der Landesfernwahl. Eine Einengung oder Ausweitung der Schaltkennzeichen berührt die Übertragungsschaltungen nicht. Die Impulssteuerung beseitigt daher alle Hemmungen, welche die zukünftige Entwicklung belasten könnten. Nicht zu übersehen ist auch der pflegetechnische Vorteil, der dank der Übersichtlichkeit der Schaltungen auf der Fernnetzebene erzielt wird.

An Schaltbedingungen und Betriebsverbesserungen erfüllt das System 50 folgende:

1. Impulsgesteuerte Zeichengabe auf der Fernnetzebene in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung.
2. Wahlendezeichen.
3. Rückkontrolle (keine Rufabgabe bei vorzeitiger Auslösung).
4. Erster Ruf (sofortige Sperrung der Amtsleitung bei Nebenstellenanlagen).
5. Besetztrückauslösung im Fernverkehr (bei Gassen- und Teilnehmerbesetzt).
6. Fernamtsansage auf ortsbesetzte Anschlüsse.
7. Fernsperrung ankommend (Schutz der Fern- und Selbstwählfernverbindung gegen Aufschaltung).
8. Fernsperrung abgehend (Schutz der Selbstwählfernverbindung gegen Aufschaltung).
9. Ausnahmefernamtsansage auf fernbesetzte Anschlüsse (z. B. für die Abwicklung von Blitzgesprächen, von dringenden zwischenstaatlichen Gesprächen).
10. Nachruf.
11. Schrankherbeiruf (Aufforderung des Fernschrankes zum Eintritt in die Verbindung).
12. Unterschiedliche Anrufsteuerung der Orts- und Fernverbindung bei Durchwahl zur Nebenstelle (Auflaufen der Fernverbindung auf die Hauptstelle).
13. Einzelnachtanruf bei Sammelanschlüssen.
14. Zählunterdrückung.
15. Mehrfachzählung während des Gesprächs.
16. Mehrfachzählung nach Beendigung des Gesprächs.
17. Durchdreherzählung bei den I. und II./III. GW.
18. Verbesserung der Symmetrie und der Besetztzeichengabe bei den II./III. GW.
19. Trennsteckverteiler und Prüfklinke im I. VW zur Vereinfachung der Störungseingrenzung, des Auftragsdienstes, der Bescheidschaltung, der Voll- und Teilsperre.
20. Staubsichere Kapselung der I. und II. VW.
21. Zusammenarbeit mit alten Systemen ohne Anpassung dieser Systeme.

Ziffer 1 bis 16 entfallen auf allgemeine Bedingungen sowie auf Erfordernisse der Landesfernwahl, hier teils auf Forderungen des Selbstwählferndienstes, teils auf

Forderungen des Fernwähldienstes der Fernämter. Ziffer 17 bis 20 stellen Betriebsverbesserungen dar. Ziffer 21 enthält die Anpassungsbedingung.

Die Erfüllung dieser letzten Forderung bereitete besondere Schwierigkeiten. Gegenüber anderen Systemvorschlägen darf es als großer Vorteil gebucht werden, daß das Wählsystem 50 mit allen gebräuchlichen Systemen älterer Schaltung (S 22, 27, 29 und 40) ohne Anpassung dieser Schaltungen zusammenarbeitet. Der OFLW des Systems 50 ist für alte Kennzeichen, für Regelkennzeichen, für Impulszeichen beschränkter und unbeschränkter Form (Netze mit und ohne Steuerspannung) eingerichtet. In allen Betriebsarten gestattet er Fernamtsansage und Nachruf. Das Wahlendezeichen und die Besetztrückmeldung werden dagegen erst beim Übergang zur Impulssteuerung wirksam.

Sollen die Vorzüge des Systems 50 auch auf die bestehenden Einrichtungen wenigstens teilweise ausgedehnt werden, so müssen die LW älterer Schaltung abgeändert werden. Bei der Entwicklung des Systems 50 wurde auch darauf geachtet, diese Anpassung so einfach wie möglich zu gestalten. So konnten in den meisten Schaltungen mit billigen Mitteln ein Wahlendezeichen, ein Beginnzeichen, eine Fernamtsansage ohne Fernsperrung und bei den OFLW sogar ein Nachruf eingebaut werden.

3. Kosten

Für die Beurteilung eines neuen Systems ist nicht nur der erzielte technische Fortschritt, sondern auch der Kostenaufwand entscheidend.

Die technische Überlegenheit des Systems 50 erhellt am besten aus einem Vergleich mit den Systemen 29 und 40. In Tafel I sind die Leistungen der einzelnen Systeme, die Mehrkosten gegenüber dem billigsten System (40) sowie der Raumbedarf einander gegenübergestellt. Nicht erfaßt ist der pflegetechnische Aufwand, der beim System 29 mit Steuerschaltern höher liegt als bei dem steuerschalterlosen System 40 und der sich beim System 50 in Auswirkung der Betriebsverbesserungen weiter senken dürfte.

Der Fortschritt gegenüber den Systemen 29 und 40 ist offensichtlich. Von den 20 aufgeführten Bedingungen erfüllt

das System 29 8,
das System 40 5,
das System 50 20.

Ganz ohne Mehrkosten ließen sich diese Verbesserungen allerdings nicht erzielen. Wirtschaftlich entsteht gegenüber dem System 40, der gewählten Vergleichsbasis, ein zusätzlicher Aufwand an wählertechnischen Einrichtungen von rd. 5 %, bezogen auf eine Anschlußeinheit einer Zweitausendergruppe, errechnet aus der Relais- und Federbestückung. Trotz der höheren Leistung liegen die Mehrkosten niedriger als beim System 29. Das gleiche gilt vom Raumbedarf. Die geringfügige Erhöhung ist darauf zurückzuführen, daß die I. VW-Gestelle infolge des Trennsteckverteilers und der Prüfklinke um 5 cm breiter geworden sind als die Gestelle des Systems 40. Die Ausmaße der II. VW-Rahmen, der I. GW-, II./III. GW- und LW-Rahmen haben sich dagegen nicht geändert.

Die Hälfte des Mehraufwandes entfällt auf Betriebsverbesserungen, so daß für die Erfüllung der Forderungen der Landesfernwahl ein Betrag von etwa 2,5 % übrigbleibt. Von dieser Summe treffen etwa 0.2 % auf den I. VW (Fernsperrung), 0,5 % auf den I. GW (Dekadenkontakt für Zählung während des Gesprächs) und der Rest auf den OFLW.

Tafel I. Leistungen und Mehrkosten des Systems 50 gegenüber anderen Systemen

\+ Forderung erfüllt
— Forderung nicht erfüllt

Nr.	Leistung des Systems	S 29	S 40	S 50	Bemerkungen
1	Impulsgesteuerte Zeichengabe auf der Fernnetzebene	—	—	+	
2	Wahlendezeichen	—	—	+	
3	Rückkontrolle	+	+	+	
4	Erster Ruf	+	+	+	
5	Besetztrückauslösung im Fernverkehr	—	—	+	
6	Fernamtsansage auf ortsbesetzte Anschlüsse	+	—	+	bei S 29 nur erfüllt, soweit OFLW
7	Fernsperrung in ankommender Richtung	+	—	+	bei S 29 nur im handvermittelten Fernverkehr
8	Fernsperrung in abgehender Richtung	—	—	+	
9	Ausnahmefernamtsansage auf fernbesetzte Anschlüsse	—	—	+	
10	Nachruf	+	—	+	
11	Schrankherbeiruf	+	—	+	bei S 29 nur bedingt möglich
12	Unterschiedliche Anrufsteuerung bei Durchwahl	+	—	+	bei S 29 nur im handvermittelten Fernverkehr
13	Einzelnachtanruf	—	+	+	
14	Zählunterdrückung	—	+	+	
15	Mehrfachzählung während des Gesprächs	—	—	+	
16	Mehrfachzählung nach Beendigung des Gesprächs	+	+	+	
17	Durchdreherzählung bei den I. und II./III. GW	—	—	+	
18	Verbesserung der Symmetrie und der Besetztzeichengabe bei den II./III. GW	—	—	+	
19	Trennsteckverteiler und Prüfklinke im I. VW	—	—	+	bei S 40 geplant, aber nicht ausgeführt
20	Staubsichere Kapselung der I. und II. VW	—	—	+	bei S 40 geplant, aber nicht ausgeführt
21	Erfüllte Forderungen	8	5	20	
22	Mehrkosten gegenüber dem System 40	8 %	0	5 %	
23	Mehrbedarf an Raum gegenüber dem System 40	6 %	0	3,6 %	

Bei der Bewertung dieser Zahlen ist darauf zu achten, daß ein Vergleich mit anderen Ortssystemen (z. B. mit dem Siemens-F-System) nur dann eindeutig ist, wenn die Kostenrechnung auf dieselbe Grundlage bezogen wird. So sind etwaige Mehraufwendungen auf der Fernnetzebene der Verkehrsverteilung entsprechend anteilmäßig zu berücksichtigen. Das System 50 erfordert für die Erfüllung der neuen Bedingungen keinen zusätzlichen Bedarf auf der Fernnetzebene. Die Relaisübertragungen, welche die Schaltkennzeichen von Gleichstrom auf Wechselstrom oder Tonwahl umzusetzen haben, übertreffen vielmehr, soweit sich heute übersehen läßt, dank der Impulssteuerung an Einfachheit alle bisher im In- und Ausland bekanntgewordenen vergleichbaren Bauformen.

Mit dem Betrag von rd. 2,5 % je Anschlußeinheit sind daher die schaltungstechnischen Mehrkosten für die Erfordernisse des Selbstwählferndienstes und des handvermittelten Fernverkehrs (Zählung während des Gesprächs, Wahlendezeichen, Besetztrückmeldung, Fernamtsansage mit Fernsperrung, Nachruf und Schrankherbeiruf) abgegolten.

Bei der Fülle des Erreichten erscheint das wirtschaftliche Ergebnis befriedigend. Die technischen Vorteile, die in den Ziffern 1 bis 16, die Betriebsverbesserungen, die in den Ziffern 17 bis 20 zum Ausdruck kommen, dürften einen Mehraufwand von zusammen rd. 5 % wert sein.

Die Ortsschaltungen des Wählsystems 50 werden in dem folgenden Beitrag von J. Abart näher erläutert. Eine spätere Abhandlung wird sich mit den Übertragungsschaltungen befassen.

(Eingeg.: 23. Nov. 1951)

Das Fernsprechwählsystem 50 für den Ortsdienst

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Mit 21 Abbildungen

Von **J. Abart**, München

DK 621.395.34

Die Besonderheiten des neuen Wählsystems 50 in schaltungstechnischer, betrieblicher und bautechnischer Hinsicht werden erörtert und die Schaltungen in ihren Grundzügen erläutert.

I. Anforderungen

Die Einführung der Landesfernwahl, d. h. die Ausdehnung des Wählverkehrs der Teilnehmer auf Landesbasis sowie die Ausschöpfung der in der Fernwahl gelegenen Möglichkeiten im handvermittelten Fernbetrieb stellt an das Ortswählsystem zusätzliche Anforderungen, die teils in der neuen Technik, teils in der künftigen Betriebsweise, teils in der Erfahrung der vergangenen Jahre begründet sind.

Der Aufwand an technischen Einrichtungen für die Landesfernwahl (Übertragungen, Verzonungsgeräte, Speicher usw.) ist eine Funktion der Ausdehnung des Verkehrsnetzes und der Verkehrsdichte.

Beim Übergang vom handvermittelten Fernverkehr auf den Selbstwählferndienst nimmt die Verkehrsdichte nach den Erfahrungen in Deutschland sprunghaft um 20 bis 100 % zu. Die zu erwartende Steigerung des Fernverkehrs ergibt sich auch aus einigen Verkehrszahlen des Auslandes im Vergleich zu den Verkehrszahlen in Deutschland. Der Anteil des Fernverkehrs am Gesamtverkehr betrug z. B. im Jahre 1949:

In Deutschland 16 % bei einem Ausbau des Selbstwählferndienstes von 8 %,
in Holland 22 % bei einem Ausbau des Selbstwählferndienstes von 85 %,
in der Schweiz 41 % bei einem Ausbau des Selbstwählferndienstes von 98 %.

Es ist deshalb wichtig, die Ortsamtstechnik so zu gestalten, daß sie zugleich eine einfache Technik für den Ferndienst ermöglicht.

Nach den von der Deutschen Bundespost erlassenen technischen Richtlinien für die Landesfernwahl [1] soll das neue Ortswählsystem neben den bisherigen Bedingungen folgende zusätzliche Anforderungen erfüllen:

1. Impulssteuerung

Die Einführung der Impulssteuerung [2] verlangt, daß die Schaltkennzeichen vom jeweiligen Sender — für die Vorwärtsimpulse ist es im Selbstwählferndienst der Zählimpulsgeber, im handvermittelten Fernverkehr eine entsprechende Einrichtung im Fernamt, für die Rückwärtsimpulse ist es der Leitungswähler — in Impulsform abgegeben werden. Für Fernamtsansage und Nachruf, für Beginnzeichen, Schlußzeichen und Schrankherbeiruf ist diese Bedingung streng erfüllt. Zur Abgabe des Fernkennzeichens, des Wahlendezeichens und der Besetztrückmeldung wird jeweils die letzte ankommende Übertragung mit dem LW oder GW kurzzeitig gekoppelt und als eine Einheit betrachtet. Dieser Kunstgriff gestattet erhebliche schaltungstechnische Vereinfachungen und ermöglicht es erst, die Anpassungsforderung, d. h. die Anpassung alter Systeme, mit tragbarem Aufwand zu erfüllen.

2. Wahlendezeichen

Immer dann, wenn in einem Fernwahlsystem zentrale Einrichtungen, wie Speicher, Verzoner, Umrechner oder Einrichtungen für codierte Wahlverfahren, z. B. für Mehrfachfrequenzwahl, benützt werden, die nur zur Einstellung der Wähler erforderlich sind, ist es aus wirtschaftlichen Gründen notwendig, diese sofort nach Beendigung des Wahlvorgangs freizuschalten und für neue Belegungen bereitzustellen. Dazu ist ein Wahlendezeichen erforderlich, das am zweckmäßigsten vom Leitungswähler abgegeben wird. Das Wahlendezeichen vereinfacht auch die Fernamtsansage über abgeriegelte Leitungen und erspart die Übertragung eines besonderen Fernkennzeichens.

3. Besetztrückmeldung

In einem Landesfernwahlnetz müssen aus wirtschaftlichen Gründen etwas größere Verluste beim Aufbau von Verbindungen zugelassen werden als in einem Ortsnetz. Um im Besetztfalle einer Richtung die hochwertigen Fernleitungen unabhängig davon, ob der Teilnehmer den Besetztfall sofort wahrnimmt und den Hörer auflegt oder ob er die Ziffernfolge zu Ende wählt und das Besetztzeichen ungebührlich lange anhört, sofort freischalten zu können, wird bei

Durchdrehern die Abgabe einer Besetztrückmeldung verlangt. Diese kann bei Störungen oder unvorhergesehenen Überlastungen des Fernwahlnetzes erheblich zur Entlastung beitragen, wenn sie dazu ausgenutzt wird, die Verbindungen zwangsläufig auszulösen. Eine weitere Entlastung des Fernwahlnetzes wird erreicht, wenn auch bei Anrufen, die den gewünschten Teilnehmer besetzt finden, die Rückauslösung eintritt. Es sind also zwei Fälle zu unterscheiden: „Gassenbesetzt" und „Teilnehmerbesetzt". Im Selbstwählferndienst bewirkt die Besetztrückmeldung im Zählimpulsgeber die sofortige Auslösung der Fernverbindung unabhängig von der Art des Besetztfalles. Der Teilnehmer erhält das Besetztzeichen zuerst vom durchdrehenden GW oder vom LW, nach Durchspielen der Besetztrückauslösung vom Zählimpulsgeber.

Im handvermittelten Fernwählverkehr der Fernämter darf die Besetztrückmeldung nur bei Gassenbesetzt die Auslösung nach sich ziehen, während die Verbindung bei besetztem Teilnehmeranschluß bestehen bleiben muß, damit das Fernamt gegebenenfalls von der Aufschaltung Gebrauch machen kann. Zur Unterscheidung wird im Verbindungssatz des Fernamtes das Wahlendezeichen ausgenützt, das bei Teilnehmerbesetzt vor der Besetztrückmeldung vom OFLW abgegeben wird. Als optische Anzeige leuchtet eine Lampe auf: „Teilnehmer besetzt!" Die Verbindung bleibt bestehen. Die Beamtin kann sich der Fernamtsansage bedienen.
Da das Wahlendezeichen auch im Zählimpulsgeber aufgenommen wird, besteht die Möglichkeit, ohne nennenswerte Kosten im Selbstwählferndienst eine ähnliche Besetztunterscheidung vorzunehmen. Bei Gassenbesetzt könnte ein Tonband angesteuert werden mit dem Texte: „Keine Leitung frei, bitte später wählen!" Eine solche Einrichtung dürfte zum mindesten bei Überlastungen (z. B. Ausfall eines Vielbandkabels) gute Dienste leisten.

4. Fernamtsansage

Das Wählsystem 40 verzichtete auf das Aufschalten, das Nachrufen und die Fernamtstrennung. In Ausnahmefällen konnte nach Aufforderung durch die Fernbeamtin am Hauptverteiler durch einen Prüfbeamten in eine bestehende Gesprächsverbindung eingegriffen werden. Die Fernbeamtin bot dann das Ferngespräch an und baute anschließend über das Ortsamt die Verbindung noch einmal auf. Dieses primitive Verfahren bewährte sich nicht. Besonders in der Nachkriegszeit wurde vom Betrieb mit Nachdruck die Forderung nach einer vollkommenen Technik der Fernamtsansage [3] erhoben.
Für eine vollkommene Fernamtsansage wurden folgende Bedingungen festgelegt:

a) Das Aufschalten soll nach Anhören des Besetztzeichens unmittelbar vom Fernamt aus durch einen einfachen Handgriff, z. B. durch Wahl einer 1 in dem bereits angesteuerten Leitungswähler eingeleitet werden.
b) Bei erfolgreicher Aufschaltung soll ein gedämpftes Hörzeichen (Morse-i) als Fernamtsaufschaltezeichen ertönen, das gleichzeitig den Teilnehmern gegenüber als Aufmerksamkeitszeichen dient.
c) Das Aufschalten soll nur auf ortsbesetzte Anschlüsse möglich sein, damit bestehende Fernverbindungen nicht gestört werden. Zu den Fernverbindungen zählen auch Selbstwählfernverbindungen. Es müssen daher auch Anschlüsse, die ein Selbstwählferngespräch in abgehender oder ankommender Richtung führen, als fernbesetzt gekennzeichnet sein.
d) Bei Sammelanschlüssen soll der LW im Besetztfall aller Leitungen die erste ortsbesetzte Leitung ansteuern. Diese Bedingung wurde später vom Bundespostministerium zugunsten einer durchsichtigeren Schaltung und eines dann allgemein möglichen Einzelnachtanrufes fallen gelassen.
e) Sobald die Teilnehmer der Aufforderung des Fernamtes, ihr Ortsgespräch zu beenden, Folge geleistet haben, soll der Leitungswähler sofort auf den gewünschten Anschluß aufprüfen und selbsttätig einen ersten Ruf und weiter 10-Sekunden-Rufe aussenden.
f) Es soll ermöglicht werden, daß sich das Fernamt ausnahmsweise auch auf fernbesetzte Anschlüsse aufschalten kann, um z. B. internationale Ferngespräche anzubieten.
g) Eine Trennung der bestehenden Verbindung durch das Fernamt kommt grundsätzlich nicht in Frage.

5. Nachruf

Beim Aufbau von Fernverbindungen durch eine Fernbeamtin kommt es öfter vor, daß der Teilnehmer die Ankündigung, auf ein Ferngespräch zu warten, überhört und irrtümlich den Hörer wieder auflegt. Es wird daher vom Betriebe gefordert, daß die Fernbeamtin den Teilnehmer durch einen einfachen Handgriff, z. B. durch Wahl einer „0", wieder rufen kann, ohne die Verbindung neuerdings über eine große Zahl von Wahlstufen aufbauen zu müssen. Der Nachruf ist auch vorteilhaft, wenn der Teilnehmer um Mitteilung der angefallenen Gesprächsgebühr nach Beendigung des Gespräches ersucht oder wenn Unregelmäßigkeiten in einer Verbindung auftreten.

6 Schrankherbeiruf

Der Teilnehmer soll die Möglichkeit erhalten, die Fernbeamtin während des Gespräches aufzufordern, in die Verbindung einzutreten. Dieser Forderung kommt in Zukunft erhöhte Bedeutung zu, wenn mit dem fortschreitenden Ausbau des SWF-Dienstes dem Fernamt nur mehr schwierige Durchgangsverbindungen vorbehalten bleiben, die der Teilnehmer wegen der hohen Gebühr oder wegen ungünstiger übertragungstechnischer Bedingungen (mangelhafte Verständigung) selbst aufzubauen scheut. Der Teilnehmer soll zu diesem Zweck z. B. durch mehrmaliges Wählen einer „0" eine Überwachungslampe (Schlußlampe) am Fernplatz zum Aufleuchten bringen können.

7. Einzelnachtanruf

Bei Sammelanschlüssen werden einzelne Leitungen nach Betriebsschluß häufig zu bestimmten Nebenstellen (Pförtner, Hausmeister, Direktor usw.) durchgeschaltet. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, diese Nachtrufnummern wie Einzelhauptanschlüsse schaltbar zu machen, d. h. die Fortschaltung im LW zu unterbinden. Das System 40 gestattet dies. Für das System 50 war diese Bedingung zwar nicht vorgeschrieben, allein der Wunsch des Betriebes sollte nach Möglichkeit erfüllt werden.

8. Zählung während des Gespräches

Im Selbstwählferndienst werden die Gebühren für die Ferngespräche vom Zähler des anrufenden Teilnehmers aufgezeichnet. Bisher wurden die Gebühreneinheiten am Ende des Gespräches vom Zeitzonenzähler zum Teilnehmerzähler übertragen. Dies erforderte Speichereinrichtungen für die Zähleinheiten im Zeitzonenzähler. Außerdem war eine Begrenzung der Gesprächszeit auf etwa 12 Minuten erforderlich, um zu vermeiden, daß die Zeitzonenzähler zu umfangreich wurden und daß die Verbindungen nach Beendigung des Gespräches zu lange für die Durchgabe der Zählimpulse besetzt gehalten werden mußten. Die Ausweitung des Selbstwählferndienstes auf größere Entfernungen fordert für die Gebührenerfassung ein System, das diese Nachteile nicht besitzt. Das neue Zählverfahren sieht vor, die Gebühren bereits während des Gespräches in einem Zeittakt, der von der Zone, d. h. der Entfernung der beiden Gesprächspartner abhängt, zum Zähler des anrufenden Teilnehmers zu übertragen. Die Ortsamtseinrichtungen müssen diese Zählimpulse aufnehmen und zum Gesprächszähler weiterleiten können, ohne daß das Gespräch selbst gestört wird.

9. Anpassung

Die Einführung neuer Schaltkennzeichen und die Impulssteuerung erfordern eine Anpassung der bestehenden Systeme, die jedoch im Zuge der allgemein geforderten Wiedereinführung einer Aufschaltemöglichkeit über Leitungswähler ohne nennenswerten Mehraufwand durchgeführt werden kann. Um jedoch die Änderungsarbeiten zeitlich beliebig zurückstellen zu können, müssen sich die Schaltglieder des neuen Systems in die bestehenden Einrichtungen auch ohne Anpassung der letzteren einfügen lassen.

II. Betriebsverbesserungen

Das System 50 übernimmt die wesentlichen Neuerungen des Systems 40, wie Zählunterdrückung, Verbesserung der Symmetrie, Senkung der Betriebsdämpfung, Lautstärkeangleichung der Hörzeichen, hohe Drehgeschwindigkeit bei den Gruppenwählern, Voreinstellung der II. VW. Auch die Umsteuertechnik bei Teilämtern wird beibehalten.

Darüber hinaus sind im System 50 noch folgende Betriebsverbesserungen eingeführt worden:

a) Zählen der Durchdreher je Höhenschritt in den GW-Stufen durch fest eingebaute Zähler. Dadurch wird in einfacher Weise eine einwandfreie Verkehrsüberwachung ermöglicht.

b) Einführung einheitlicher Hörzeichen mit einer Frequenz von 450 Hz.

c) Einbau von Trennsteckverteilern im I. VW-Rahmen für Umschaltungen am Teilnehmeranschluß.

d) Erleichterung des Prüfens der Verbindungswege I. VW/II. VW/I. GW durch Einbau einer Prüfklinke in jeden I. und II. VW-Rahmen.

e) Einführung einer staubdichten Kapselung für die I. und II. VW-Rahmen.

f) Verwendung eines Relaisunterbrechers mit größerer Schaltleistung.

g) Bessere Ausnützung der II. VW durch eine vom I. GW gesteuerte Abschaltung an Stelle der Selbstabschaltung.

h) Verbesserung des Mischfeldes I./II. VW/I. GW durch Ausnützung der 17 Drehschritte der II. VW.

i) Sperren der II. VW durch eine Sperrtaste. Beim Betätigen der Sperrtaste werden bestehende Verbindungen nicht unterbrochen.

k) Verbesserung der Symmetrie im II./III. GW durch Einbau einer Drossel, die gleichzeitig für die Besetztrückmeldung, für die Übertragung der Ortsansage und des Besetztzeichens ausgenützt wird.

l) Verbesserung der Ansprechbedingungen für die Prüfrelais im II. GW durch Verminderung der Federlast des P-Relais und durch Vermeidung der Parallelschaltung einer P-Relais-Wicklung mit dem Hubmagnet.

m) Verhinderung eines vorzeitigen Abfalles des P-Relais im II. GW als Steuerrelais durch Prellungen des Kopfkontaktes dadurch, daß der Kopfkontakt nicht mehr im Kurzschlußstromkreis des P-Relais liegt.

n) Verminderung des Abbrandes der a-Kontakte im II. GW durch Reihenschaltung von zwei a-Kontakten.

o) Einbau einer größeren Anzahl von Verzögerungsketten für den WK-Alarm in den Gruppensignalrahmen, um das unberechtigte Ansprechen des WK-Alarms zu unterbinden.

p) Schnelleres und sicheres Drehen des OFLW. Dadurch wird auch bei großen Sammelanschlüssen das Aussenden des 1. Rufes auf der letzten Folgenummer sichergestellt.

q) Sofortiges Binden des Prüfrelais im OFLW, unabhängig vom Ablauf des Langsamunterbrechers. Dadurch entfällt die Bedingung, daß das Aushängekriterium eines Anschlusses mit Zählunterdrückung erst nach dem 1. Ruf gegeben werden darf.

III. Bauelemente

Zur Realisierung der Schaltanforderungen stehen Bauelemente zur Verfügung, die sich von den bisherigen wenig unterscheiden. Die wichtigsten Neuerungen sind folgende:

1. An Stelle des Flachrelais 28 wird allgemein das Flachrelais 48 (Abb. 1) verwendet. Dieses Relais hat

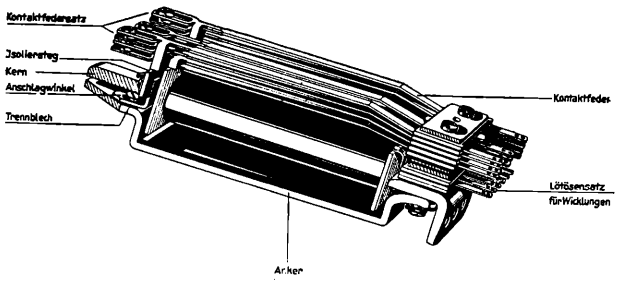


Abb. 1. Flachrelais 48

einen ähnlichen Aufbau wie das Flachrelais 28; es weist jedoch folgende Unterschiede auf:

a) 6 Lötanschlüsse für Wicklungen statt 5.

b) Mehrere neue Kontaktkombinationen (z. B. 3-fedriger Schleppkontakt, getrennt Arbeit-Zwillingsarbeitskontakt).

c) Leichte Schrägstellung der äußeren Federpakete gegen die Mittellinie des Relais, dadurch erhebliche Ersparnis an Federschnitten.

d) Wegfall der Federpositionen II und IV.

e) Zwei Befestigungsschrauben statt einer.

2. Die Kontaktbänke der Hebdrehwähler haben 11 Kontaktlamellen je Höhenschritt statt 10 wie bisher.

3. In geringem Umfange werden kleine Selengleichrichter verwendet.

4. Die Hebdrehwähler der I. Gruppenwähler erhalten einen Richtungskontakt (Abb. 2), der bei Wahl der Ziffer 9 oder 0 schließt. Er hat die Aufgabe, im Selbstwählferndienst bei Zählung während des Gespräches das Z-Relais an den b-Ast zu schalten. Er besteht aus

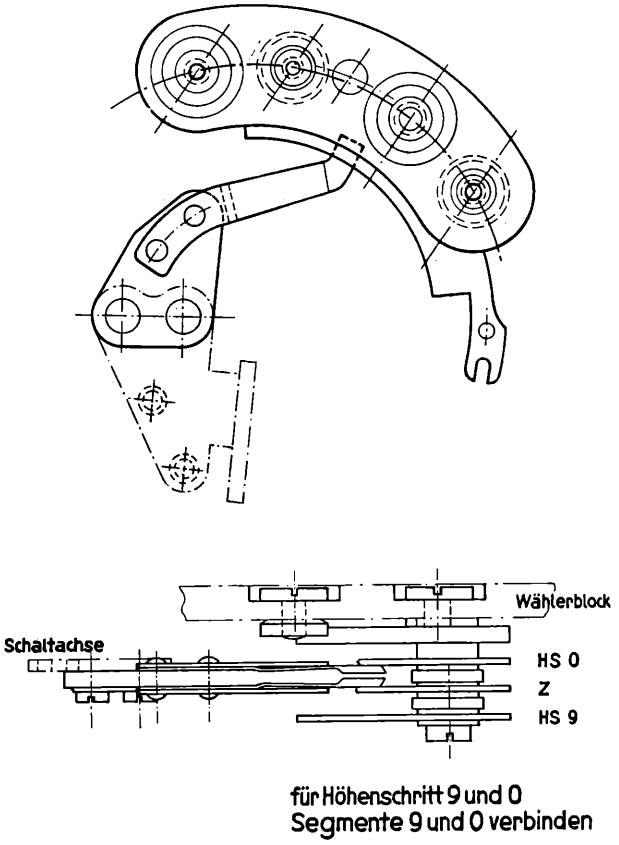


Abb. 2. Richtungskontakt

3 Kontaktsegmenten, die ähnlich wie beim Sammelkontakt im Leitungswähler angeordnet sind, und einem Kurzschlußschaltarm. Das obere Segment wird mit dem mittleren nach Wahl der Ziffer 0 durch den Kurzschlußschaltarm bei eingedrehtem Wähler verbunden. Im Bedarfsfall (getrennter Bezirksverkehr) kann der Dekadenkontakt in ähnlicher Weise auch nach Wahl der Ziffer 9 betätigt werden.

5. Bei Lieferungen ab 1952 wird an Stelle der Kondensatorkette im I. GW, im UW und in der Stromstoßübertragung ein Ortsleitungsübertrager mit einem Kern aus Nickeleisenblechen verwendet. Der Übertrager ist in einem Becher von der Größe und Form eines 4-µF-Kondensators untergebracht.

IV. Erläuterung der Schaltungen

Die wichtigsten Neuerungen der Schaltungen des Systems 50 werden im folgenden kurz dargestellt.

Prüfklinken und einige nebensächliche Stromkreise, die zum Verständnis der Schaltungen nicht wesentlich sind, wurden in den Abbildungen weggelassen.

1. I. Vorwähler

Der I. VW 50, der in Abb. 3 dargestellt ist, hat wie alle I. VW vor allem die Aufgabe, einen freien I. GW oder II. VW auszusuchen, sobald der Teilnehmer, dem er zugeordnet ist, seinen Hörer abnimmt, um ein abgehendes Gespräch zu führen. Bei ankommenden Gesprächen hat er das Ruf-Relais von den a- und b-Adern abzutrennen. Die Wirkungsweise des Relais R als Ruf-Relais und des Relais T als Prüf- und Durchschalte-Relais ist im wesentlichen dieselbe wie im System 40 [4].

Neu ist für den I. VW 50 die Aufgabe, bei abgehenden Selbstwählfernverbindungen den Anschluß durch Erden des c-Astes in Richtung zum Leitungswähler als fernbesetzt zu kennzeichnen. Bei Einführung der Landesfernwahl geht die Herstellung der Fernverbindungen in immer stärkerem Maße auf die Teilnehmer über. Durch die Fernsperrung wird verhindert, daß sich das Fernamt auf Selbstwählfernverbindungen aufschalten kann. Betriebserfahrungen im Netzgruppenverkehr, u. a. in Bayern, haben ergeben, daß die Teilnehmer ein Aufschalten auf Selbstwählfernverbindungen als Störung ansehen und nur ganz selten auf ihre Verbindung verzichten. Daß die Netzgruppengespräche nach der bisherigen Technik nicht ferngesperrt waren, wurde vom Betrieb immer als großer Nachteil angesehen.

Die Fernsperrung wird mit Hilfe des R-Relais durchgeführt. R hat beim Abnehmen des Hörers durch den Teilnehmer über die 800-Ohm-Wicklung angesprochen. Beim Aufprüfen auf den I. GW wird diese Wicklung stromlos. R fällt ab. Bei Selbstwählfernverbindungen mit Zählung während des Gespräches wird unmittelbar nach dem Melden des gerufenen Teilnehmers ein erster Zählstromstoß vom I. GW über den c-Ast zum I. VW gegeben. Die Stromverstärkung im c-Ast auf etwa den 10fachen Wert bringt das R-Relais über die 4-Ohm-Wicklung zum Ansprechen. R hält sich bis zum Auslösen der Verbindung über die c-Ader zum I. GW und kennzeichnet mit r II durch Erden der c-Ader in Richtung zum Leitungswähler den Anschluß als fernbesetzt. Damit sich R beim Aufprüfen nicht über den c-Ast zum I. GW hält, ist die R 4-Wicklung zu R 800 gegengeschaltet. Das R-Relais wird daher sicher abgedrückt. Die R 4-Wicklung steht bis zum Eintreffen des ersten Zählimpulses unter Fehlstrom.

In den bisherigen I. VW-Schaltungen mußte in den c-Ast eine T-Wicklung mit 200 bis 400 Ohm eingeschaltet werden, um beim Zusammentreffen einer abgehenden mit einer ankommenden Belegung einen gefährlichen Stromfluß über Erde, 60-Ohm-Wicklung des P-Relais im Leitungswähler, T 10-Ohm-Wicklung, r und t Arbeitskontakte und Spannung im I. VW zu verhindern. Durch die Einfügung des r^{II}-Kontaktes in den c-Ast wird ein Schutzwiderstand vor dem c-Schaltarm entbehrlich.

Die R 800-Ohm-Wicklung wurde an die a-Ader angelegt, um einen Widerstand einzusparen und die Ermittlung von Erdschlüssen auf der a-Ader der Teilnehmeranschlußleitung über die I. Gruppenwähler und das Signal „Teilnehmer wählt nicht" zu ermöglichen.

Bei Durchdrehern bleibt der Vorwähler auf dem 11. Schritt stehen. Der Teilnehmer erhält jedoch kein Besetztzeichen, um zu vermeiden, daß er es mit dem Wählzeichen verwechselt. Eine Verwechslung wäre insofern möglich, als allgemein 450-Hz-Hörzeichen eingeführt werden, die sich nur durch die Modulation unterscheiden. Da die meisten Teilnehmer bereits beim ersten Ton des Hörzeichens zu wählen beginnen, stellt die unterschiedliche Modulation praktisch kein Unterscheidungsmerkmal dar. Betrieblich einwandfreier erscheint die Lösung, das Ausbleiben des Hörzeichens als Mangel an Verbindungswegen oder als Störung zu werten und die erfolgreiche Belegung durch das Ertönen des Wählzeichens anzuzeigen. Der Teilnehmer darf erst dann mit dem Wählen beginnen, wenn er durch einen vom Amt kommenden Ton, nämlich durch das Wählzeichen, dazu aufgefordert wird.

Die Impulse für den Drehmagneten bekommt der Vorwähler von einem Relaisunterbrecher mit einer größeren Schaltleistung als bei den bisher üblichen Ausführungen. Dies wurde dadurch erreicht, daß je zwei Wolfram-Kontakte in Reihe geschaltet wurden. Der Schaltweg der Kontakte wird auf diese Weise verdoppelt und der Öffnungsfunke rasch abgerissen. Durch diese Anordnung gelingt es, 10 I. VW gleichzeitig sicher zu betätigen.

Um den Betriebsdienst zu erleichtern, werden allgemein Trennsteckverteiler eingebaut. Im Trennsteckverteiler sind die a-, b- und c-Adern auftrennbar und ebenso wie der Zähler abgreifbar. Mit besonderen Steckern können die verschiedenen, im Betrieb erforderlichen Umschaltungen, wie Sperren des Teilnehmeranschlusses, Schalten auf Auftragsdienst, Bescheiddienst, Zählvergleichseinrichtung, Fangeinrichtung usw., leicht ausgeführt werden.

Die Wähler, die Relais und die Verdrahtung werden durch eine staubdichte Kapselung geschützt. Die Wähler sind durch ein Glasfenster sichtbar.

Um das Prüfen der Verbindungswege zu erleichtern, ist je VW-Rahmen eine besondere Prüfklinke vorgesehen, an die das Prüfgerät angeschaltet werden kann. Abschaltefälle können durch Zähler registriert werden.

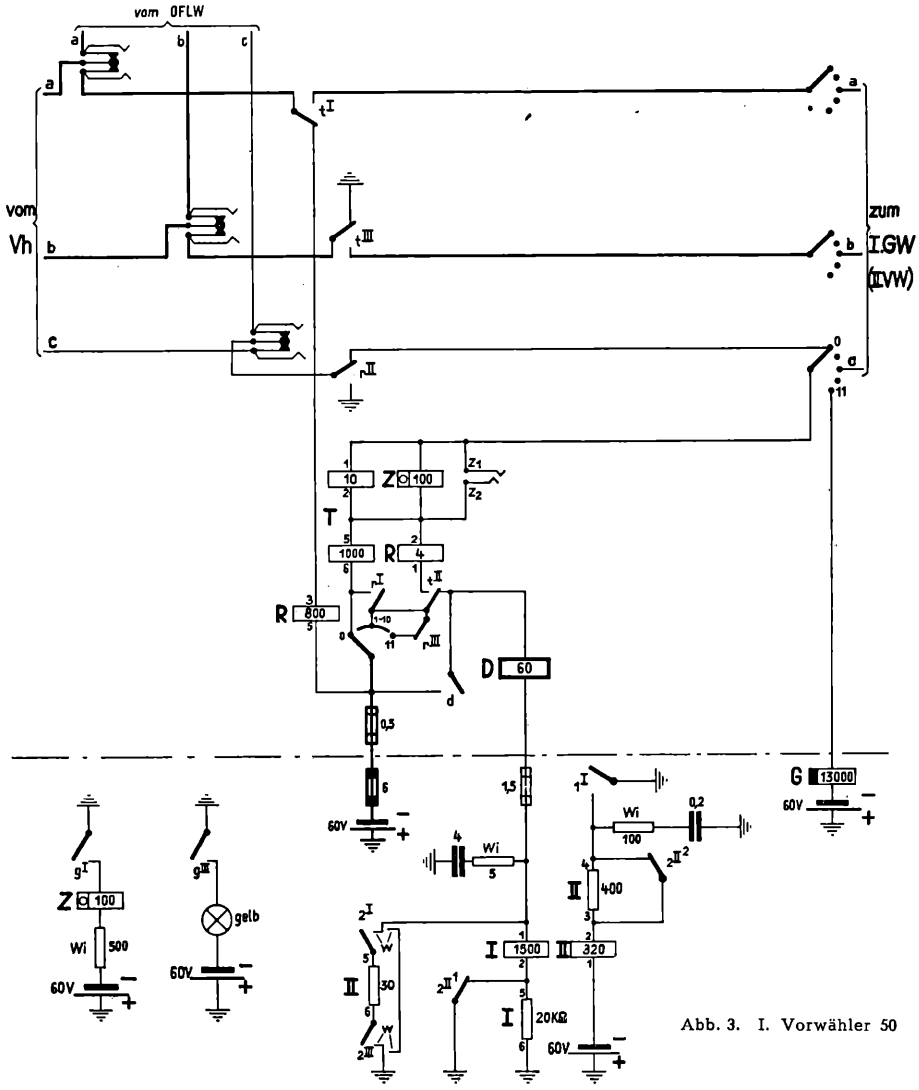


Abb. 3. I. Vorwähler 50

2. II. Vorwähler

Der II. VW 50 (Abb. 4) arbeitet ebenso wie der II. VW 40 mit Voreinstellung [4]. Wenn ein II. VW auf einen freien I. GW eingestellt ist, hält sich das T-Relais mit

der 10 000-Ohm-Wicklung über den Belegungsstromkreis zum I. GW. Das T-Relais ist so bemessen, daß sich etwa 20 II. VW auf einen freien I. GW einstellen können. Wird ein I. GW über einen II. VW belegt, hält sich T weiter über die 5,5-Ohm-Wicklung. Die T-Relais der anderen II. VW, die auf denselben I. GW vorauf-geprüft haben, fallen durch Kurzschluß über die T 10-Ohm-Wicklung im I. VW ab und veranlassen die II. VW, einen freien I. GW zu suchen. Die Drehwähler drehen dabei mit T.

Wird ein belegter II. VW wieder frei, so hält sich T weiter über die 10 000-Ohm-Wicklung und einen 10 000-Ohm-Widerstand im I. GW. Der II. VW bleibt also stehen. Unnützes Drehen wird dadurch vermieden.

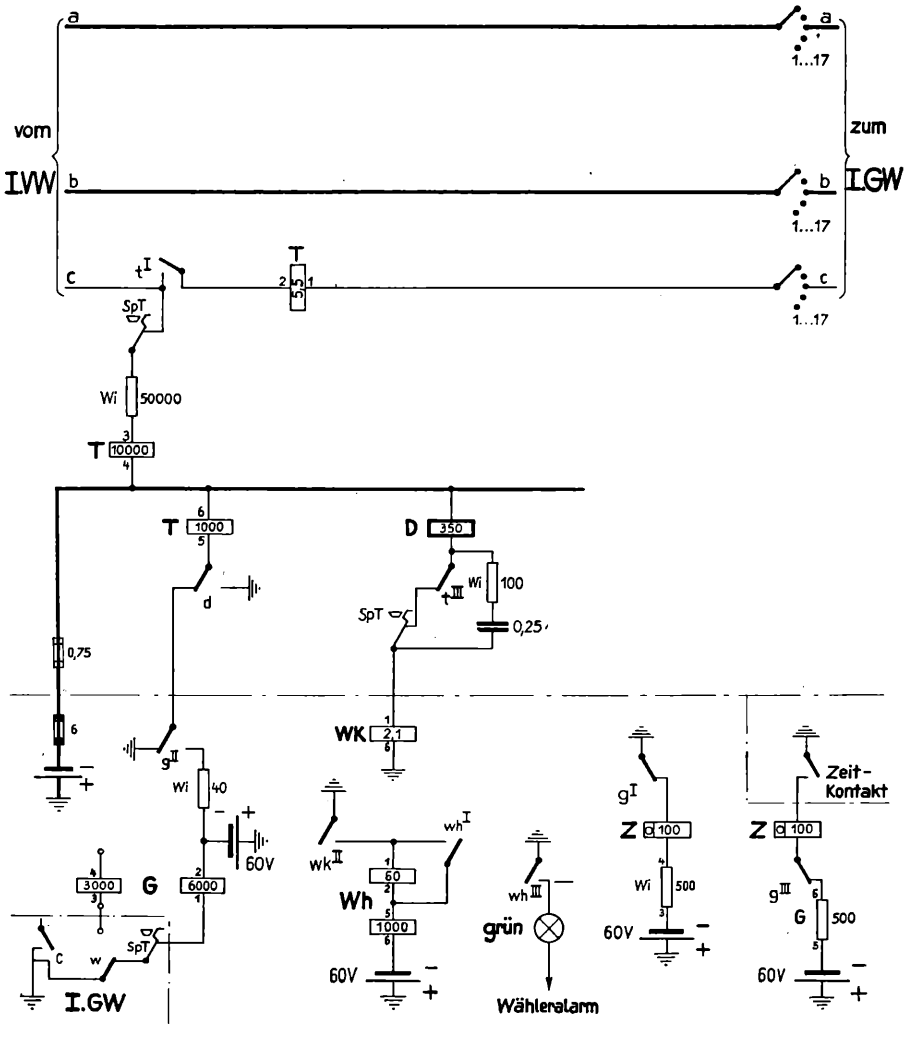


Abb. 4. II. Vorwähler 50

Sind alle I. GW, die von einem II. VW erreicht werden können, belegt, fällt das dem II. VW-Rahmen zugehörige Abschalterelais G ab. Über den g^{II}-Kontakt werden die T-Relais der II. VW gehalten; t^{III} unterbricht den Stromkreis zum Drehmagneten. Die II. VW bleiben auf dem Drehschritt stehen, auf dem sie sich z. Z. der Abschaltung gerade befinden. Wird ein I. GW frei, zieht das Abschalterelais wieder an, T fällt ab und der Drehwähler dreht mit T auf einen frei gewordenen I. GW. Die von den I. GW gesteuerte Abschaltung hat gegenüber der Selbstabschaltung des II. VW des Systems 40 folgende Vorteile:

a) Die Abschaltung dauert nur so lange, bis einer der vom II. VW-Rahmen erreichbaren I. GW frei wird. Bei der Selbstabschaltung dagegen werden die II. VW 5 bis 10 s lang in der Abschaltestellung gehalten, auch wenn inzwischen I. GW frei geworden sind, und nach dieser Zeit abgeworfen, auch wenn kein I. GW frei ist.

b) Die II. VW bleiben im Abschaltefall auf dem Schritt stehen, auf dem sie sich gerade befinden. Im System 40 mußten dagegen die II. VW auf den Abschalteschritt 0 drehen.

c) Durch das genauere Arbeiten der gesteuerten Abschaltung wird eine bessere Ausnutzung der II. VW und 1. GW erreicht und unnützes Drehen der II. VW vermieden.

d) Im Drehwähler wird eine Kontaktbahn eingespart.

Um mit einem einfachen t-Ruhekontakt für die Steuerung des Drehwählers auszukommen, wurde der Widerstand des Drehmagneten auf 350 Ohm erhöht. Das durch die Erhöhung der Induktivität des Drehmagneten bedingte etwas langsamere Drehen des II. VW wird dabei in Kauf genommen. Die Ausnützung der II. VW sinkt dadurch nur ganz geringfügig. Untersuchungen haben ergeben, daß in stark belasteten Gruppen der Besetzteinfluß durch die gesamte Drehzeit nur etwa 1 % beträgt. Infolge des höheren Widerstandes des Drehmagneten fallen die WK-Relais während der Impulspausen ab. Zur Überbrückung der Pausen wird als Hilfsrelais das abfallverzögerte WH-Relais durch die wk-Kontakte betätigt. Wh schaltet über eine Verzögerungskette den Wählerarm ein.

Beim Betätigen der Sperrtaste fällt T ab; t^{I} unterbricht den c-Ast und sperrt den II. VW. Wird jedoch während eines Gespräches die Sperrtaste gezogen, so wird die Verbindung nicht unterbrochen. T hält sich über den c-Ast so lange, bis der rufende Teilnehmer den Hörer auflegt.

Um das Prüfen der Verbindungswege II. VW—I. GW zu erleichtern, erhält jeder II. VW-Rahmen in gleicher Weise wie der I. VW-Rahmen eine Prüfklinke.

Die Abschaltefälle können bei Bedarf nach Zahl und Zeit durch Zähler registriert werden.

Die Rahmen sind durch eine staubdichte Kapselung geschützt.

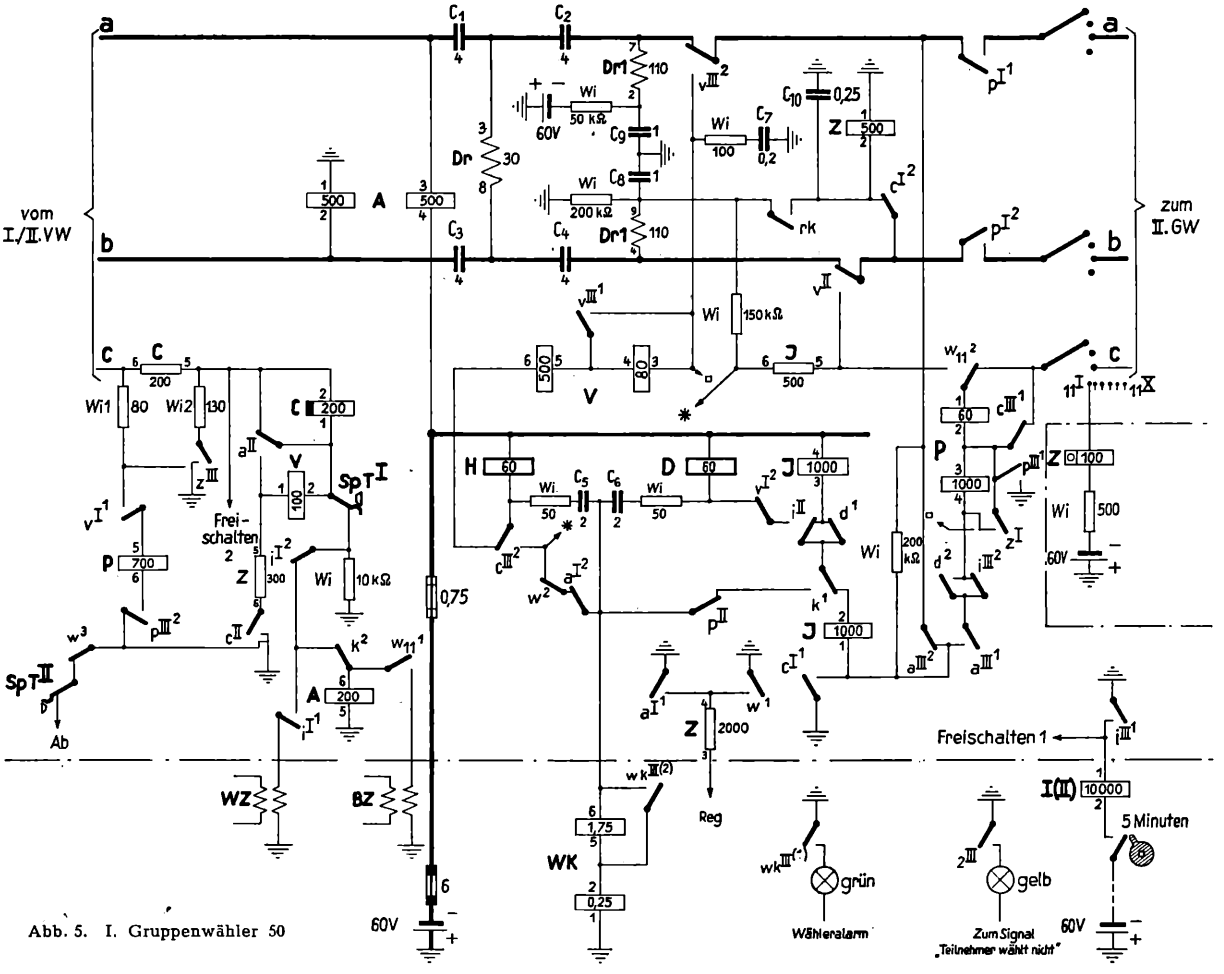


Abb. 5. I. Gruppenwähler 50

Der II. VW 50 gestattet, 17 Drehschritte statt, wie bisher üblich, 15 zu beschalten. Bei Ausnützung von 15 Drehschritten kann ein I. VW bei der z. Z. üblichen Sparschaltung mit 3 unmittelbaren Ausgängen zu I. GW und 7 mittelbaren über II. VW insgesamt 108 I. GW erreichen; bei Ausnützung von 17 Schritten im II. VW dagegen 122. Dadurch erhält man eine bessere Bündelleistung, die besonders bei großen I. GW-Gruppen wirtschaftlich ins Gewicht fällt.

3. I. Gruppenwähler

Der I. GW 50 (Abb. 5) ist in seinen Grundzügen dem I. GW 40 [4] gleich. Die 6 Relais, die Widerstände und 2 Kondensatoren sind im Relaissatz untergebracht, der an den Wähler fest angebaut ist. Die übrigen Kondensatoren und die Drosseln sind auf der Rückseite des Gestellrahmens befestigt.

Die Aufgaben der Relais sind dieselben wie beim I. GW 40. Das A-Relais arbeitet als Impulsrelais und dient als Speiserelais für den anrufenden Teilnehmer, das C-Relais ist das Belegungsrelais, J arbeitet als Unterbrecherrelais für den Drehstromkreis, P prüft und schaltet durch, Z überträgt die Zählstromstöße zum I. VW und V dient als Steuerrelais und als Halterelais beim Fangen und bei der Mehrfachzählung am Ende des Gespräches.

Die wichtigsten Neuerungen sind folgende:

a) Im SWF-Dienst wird während des Gespräches gezählt. Die Schaltungsanordnung ist in Abb. 6 dargestellt. Bei Wahl der Verkehrsausscheidungsziffer 0 wird über den Richtungskontakt rk das Z-Relais an den b-Ast angeschaltet. Um eine bessere Symmetrie gegen Erde zu erreichen, wird dem Z-Relais ein 0,25-µF-Kondensator parallel geschaltet. Die Symmetriedämpfung beträgt dann etwa 5 N. Das Querglied, das zur Schaffung eines künstlichen Symmetriepunktes zwischen a und b eingefügt werden muß, ist so bemessen, daß kaum eine Änderung in der Betriebsdämpfung gegenüber der des I. GW 40 eintritt; sie beträgt bei 800 Hz etwa 0,03 N. Der erste Zählimpuls wird bei Gesprächsbeginn und die weiteren in einem Zeittakt, welcher der Ferngebühr entspricht, zum I. GW gegeben. Je größer die Ent-

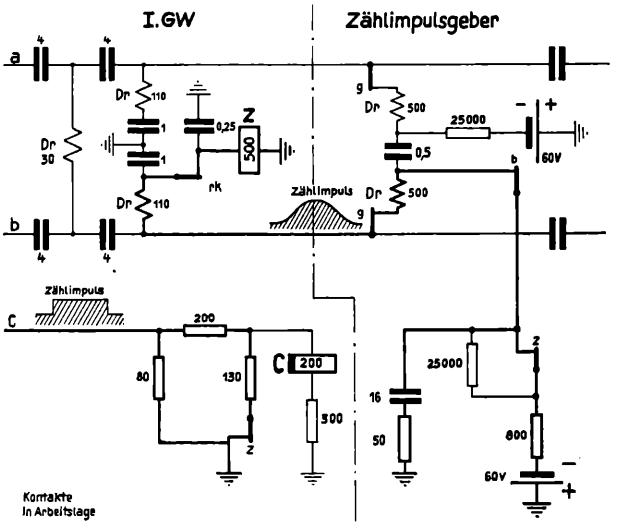


Abb. 6. Zählung während des Gespräches

fernung der Gesprächspartner ist, um so schneller ist die Zählfolge. Damit die Zählimpulse zum I. GW praktisch geräuschfrei übertragen werden, sendet sie der Zählimpulsgeber stark abgeflacht aus.

b) Der Zählstrom zum I. VW konnte durch Erhöhung der Zählwiderstände im I. GW um etwa 30 % gesenkt werden, da bei Mehrfachzählung während des Gespräches das Anziehen und Abfallen des Zählerankers im I. VW zeitlich nicht mehr eng begrenzt ist. Dadurch wird die Fehlstromsicherheit für die Prüfrelais der I. VW beim Aufprüfen auf zählende I. GW erhöht, die Übertragung von Geräuschen bei der Übermittlung der Zählimpulse zum I. VW auf die Sprechadern durch induktive Kopplungen im Relaissatz vermindert und der Abbrand der z^{III}-Kontakte verringert.

c) Der Haltestromkreis für den D-Magneten bei Durchdrehern fällt weg, da die Kontaktbank 11 Kontaktlamellen je Höhenschritt besitzt und deshalb der Wähler sicher auf dem 11. Drehschritt stillgesetzt wird.

d) Um zu vermeiden, daß ein Stromstoß der Kondensatorkette auf die Impulsrelais in den nachfolgenden Wahlstufen Falschwahlen verursachen kann, wurde die Frittschaltung so geändert, daß der 4-µF-Kondensator im a-Ast vor dem Durchschalten möglichst auf ein Potential von etwa — 60 V gebracht wird. Die Spannungsteilerschaltung der Frittwiderstände ist notwendig, um einen ausreichenden Frittstrom bei allen vorkommenden Spannungsverhältnissen auf den Sprechadern während des Gespräches sicherzustellen.

Um die Schwierigkeiten, welche die Lade- und Entladestöße der Kondensatorkette mit sich bringen, endgültig zu vermeiden, wird die Kondensatorkette künftig durch einen Ortsleitungsübertrager mit geringer Dämpfung und einen 1-µF-Kondensator in der Mitte des Übertragers ersetzt. Die Anordnung ist auszugsweise in Abb. 7 dargestellt. Es ist besonders wertvoll, daß man trotz des verhältnismäßig kleinen Kondensators von 1 µF eine sehr geringe Betriebsdämpfung [Abb. 8 unter a)] erreicht hat. Um die Unsymmetrie, welche die Anschaltung des Z-Relais über den rk-Kontakt bei Zählung während des Gespräches mit sich bringt, nach Möglichkeit zu kompensieren, wird zusätzlich die in Abb. 7 angegebene Drossel und ein 0,5-µF-Kondensator aufgewendet. Die erreichte Symmetriedämpfung ist in Abb. 8 unter b) angegeben. Selbst während des Zählimpulses sinkt die Symmetriedämpfung nicht unter 6 N. Die Verwendung des Ortsleitungsübertragers bietet außerdem noch den Vorteil, daß Unsymmetrien der Anschlußleitungen von der Amtsseite ferngehalten werden.

e) Um die Fehlstromsicherheit der R 4-Ohm-Wicklung im I. VW zu verbessern, wird durch einen c-Ruhekontakt die Erde, die beim System 40 über P 700, v- und p-Kontakt während der Weiterwahl am c-Ast in Richtung zum I. VW liegt, abgetrennt und die Wicklung 5-6 des A-Relais von 100 auf 200 Ohm erhöht.

f) Das C-Relais wurde um eine Feder entlastet, um eine ausreichende Abfallzeit mit Sicherheit zu erreichen. Zu diesem Zweck wurde die Schaltung so geändert, daß das Z-Relais statt mit einem c-Umschaltekontakt mit einem c-Ruhekontakt an den b-Ast angeschaltet wird. Um zu verhindern, daß die Steuerspannung Z zum Ansprechen bringen kann, wird sie durch den $c^{III}2$-Kontakt abgeschaltet.

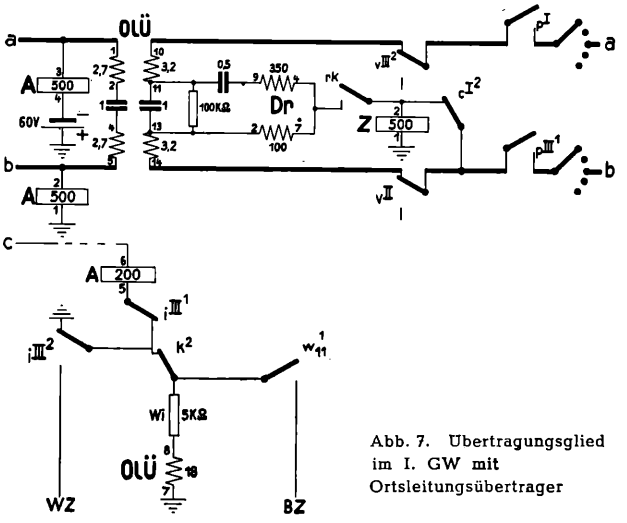


Abb. 7. Übertragungsglied im I. GW mit Ortsleitungsübertrager

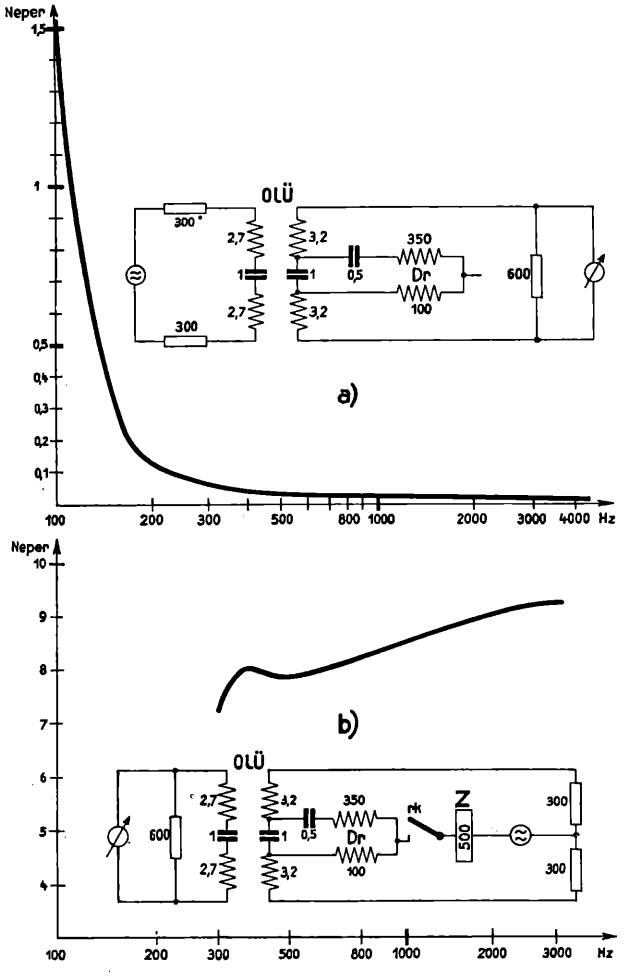


Abb. 8. Übertragungseigenschaften des Ortsleitungsübertragers mit Symmetrieausgleich für I. GW 50.
a) Betriebsdämpfung
b) Symmetriedämpfung

g) Durch die Einführung von Kontaktbänken mit 11 Kontaktlamellen je Höhenschritt ist eine Durchdrehzählung (Abb. 9) je Höhenschritt ermöglicht worden. Beim Auslösen wird über die p- und

c-Kontakte während der Abfallzeit von P ein Erdimpuls zum Durchdrehzähler gegeben. P wird während der Abfallzeit von V über den c-Ast zum I. VW mit P 700 gehalten. Wegen der geringen Zeit-

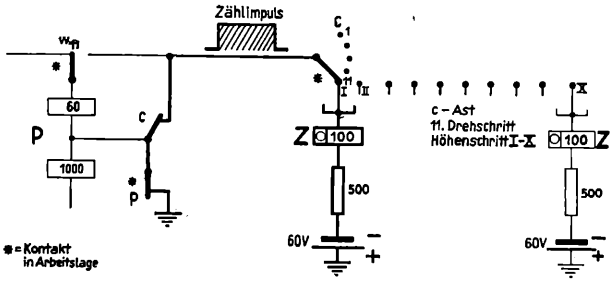


Abb. 9. Durchdrehzählung

dauer des Zählimpulses können sämtliche I. GW-Rahmen einer 2000er-Gruppe parallel auf die 10 Durchdrehzähler geschaltet werden, ohne befürchten zu müssen, daß durch Überlappungen das Ergebnis nennenswert verfälscht wird.

h) Es ist beabsichtigt, die Gebührenanzeiger durch 16-kHz-Impulse, die im I. VW durch Zusatzkontakte der Teilnehmerzähler an a und b angelegt werden, zu betätigen. Um zu verhindern, daß bei Ortszählung am Ende des Gespräches der 16-kHz-Zählstrom zum Gebührenanzeiger des gerufenen Teilnehmers gelangen kann, werden die a- und b-Äste im I. GW während der Ortszählung durch $v^{III}2$ und v^{II} aufgetrennt; das V-Relais wird über z^{I} gehalten.

i) Die Steuerspannung wird in allen Wählvermittlungsstellen, in denen sie für die Einstellung der Wähler nicht mehr erforderlich ist, abgetrennt, da Spannung an b im Endzustand zur fernmäßigen Einstellung der Leitungswähler verwendet wird.

4. II. Gruppenwähler

Aufbaumäßig ist der II GW 50 (Abb. 10) dem II. GW 40 ähnlich [4]. Die 3 Relais und der Widerstand sind in einem an den Wähler angebauten Relaissatz untergebracht. Die Drossel ist zusammen mit den Kondensatoren im Gestellrahmen untergebracht.

Die grundsätzlichen Aufgaben der 3 Relais im II. GW 50 sind dieselben wie im II. GW 40. Das A-Relais dient als Stromstoßrelais beim Heben und als Unterbrecherrelais beim Drehen, das C-Relais ist das Belegungsrelais, und das P-Relais dient zum Umsteuern von Heben auf Drehen sowie als Prüf- und Durchschalterelais.

Beim Belegen sprechen die Relais C und P an. Die Schaltung des C-Relais wurde der bewährten Schaltung des Systems 29 angeglichen. In Reihe mit dem C-Relais ist jedoch noch ein fester 200-Ohm-Widerstand eingeschaltet, um bei unmittelbarer Erdung des c-Astes, z. B. infolge einer Störung, eine Brandgefahr durch übermäßige Erwärmung von C zu vermeiden. Gleichzeitig wird durch diese Maßnahme der c-Ast-Eingang während des Auslösens noch hochohmiger, so daß das Aufprüfen eines GW während der Abfallzeit von C verhindert wird. Die P 60-Ohm-Wicklung wird durch die c^{III}- und p^{III}-Kontakte kurzgeschlossen. Dadurch erhält P eine Abfallverzögerung von etwa 100 ms. Durch Kurzschließen von Dr 30 können Unterschiede in den Abfallzeiten, die durch die Fertigung bedingt sind, ausgeglichen werden. Der Kopfkontakt wurde außerhalb des Kurzschlußstromkreises für die P 60-Ohm-Wicklung angeordnet, um zu vermeiden, daß beim ersten Hubschritt P durch Prellungen des Kopfkontaktes abfällt und der Wähler vorzeitig eindreht.

Die Wählimpulse werden vom A-Relais über zwei in Reihe geschaltete a-Kontakte und die P 5,5-Ohm-Wicklung auf den Hub-Magneten übertragen. Durch die Reihenschaltung der Impulskontakte wird der Abbrand der Kontaktnieten vermindert. Nach dem Abfall

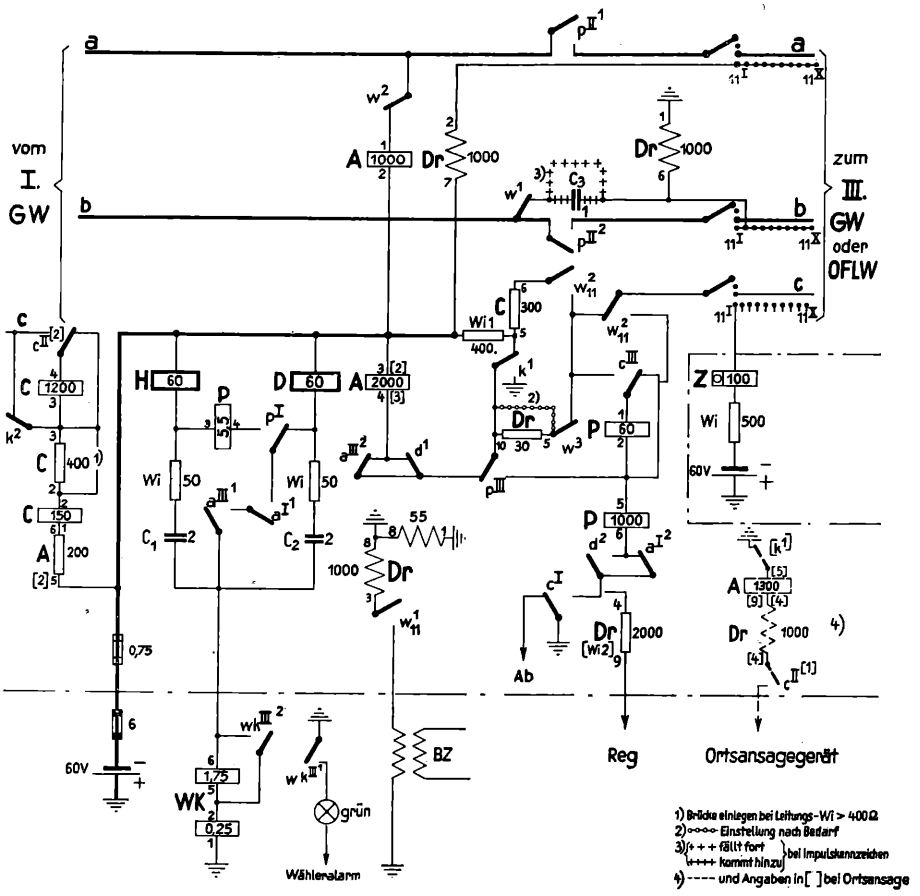


Abb. 10. II. Gruppenwähler 50

von P dreht der Wähler mit A. Ein Wellenkontakt trennt den Kurzschlußstromkreis für die P 60-Ohm-Wicklung auf. Die Ansprechbedingungen für P als Prüfrelais sind besser als im System 40, weil es mit einer Feder weniger belastet ist und weil die im System 40 parallel zum Hubmagneten über einen a-Kontakt geschaltete 600-Ohm-Wicklung von P durch eine

P 5,5-Ohm-Wicklung in Reihe mit dem Hubmagneten ersetzt wurde.

Bei Durchdrehern wird das P-Relais über c^{III} und w 11-Arbeitskontakt erregt. Über den w 11-Umschaltekontakt wird der Stromkreis für die Durchdrehzählung vorbereitet. Gezählt wird beim Auslösen des Wählers nach dem Abfall von C durch einen Impuls über Erde, Kopfkontakt, p^{III}, c^{III}, $w\,11^2$, c-Schaltarm, Kontaktlamelle des 11. Drehschrittes, Zähler, Spannung. Die Impulslänge wird durch die Abfallzeit von P bestimmt. Der p^{III}-Kontakt trennt den Stromkreis zum c-Schaltarm auf. Die Durchdreher werden getrennt nach Höhenschritten registriert. Da der Zählimpuls kurz ist, kann eine größere Zahl von II. GW auf dieselben Zähler geschaltet werden, ohne daß durch Überlappungen das Ergebnis nennenswert beeinflußt wird.

Im Gegensatz zum II. GW 40 wird das Besetztzeichen auf dem 11. Drehschritt über die Wicklungen einer Drossel übertragen. Gleichzeitig wird als Schaltkennzeichen für die Besetztrückmeldung Erde an b und Spannung an a, wie in Abb. 11 dargestellt, angelegt. Durch dieses Schaltkennzeichen wird im Zählimpulsgeber oder im Verbindungssatz von Fernämtern die Auslösung der Verbindung bewirkt. Der Teilnehmer erhält hierauf das Besetztzeichen vom Zählimpulsgeber, während am Fernplatz zusätzlich ein optisches Zeichen als Kennzeichen für „Gassenbesetzt" erscheint. Falls zwischen dem Zählimpulsgeber und dem II./III. GW die Verbindung über Wechselstromübertragungen verläuft, wird in der letzten ankommenden Übertragung das Besetztrückmeldekennzeichen auf einen Impuls von etwa 450 ms Dauer begrenzt.

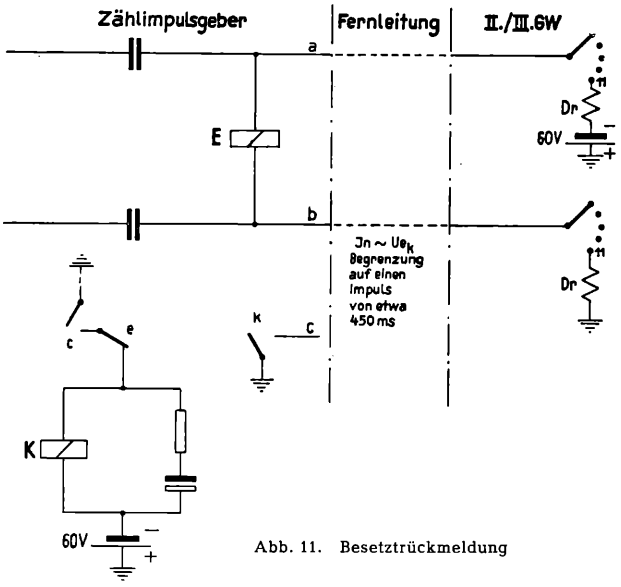


Abb. 11. Besetztrückmeldung

Beim Auslösen dreht der Wähler nach Abfall von C und P mit A. Nach dem Umlegen der Kopfkontakte kann der Wähler wieder belegt werden.

Bei der Belegung wird durch Anlegen einer Wicklung der Drossel an den b-Ast eine gute Symmetrie erreicht. Um den Scheinwiderstand der Drossel dem des A-Relais (Wicklung 1-2) möglichst bei allen Frequenzen des Sprechbereiches anzugleichen, erhält die Drossel eine Kurzschlußwicklung Dr 1-8 von 55 Ohm. Diese Wicklung bildet die höheren Eisenverluste des Relais nach.

Es ist beabsichtigt, von den I./II. GW eines Endamtes, die von den EGW (Endamtsgruppenwählern) erreicht werden, bei der Belegung eine Ortsansage, z. B. „Köln, Köln ...", zu übertragen und so dem Teilnehmer den Namen des erreichten Ortsnetzes anzusagen. Um dies zu ermöglichen, wurde eine Ausführung der II. GW-Schaltung für Ortsansage entwickelt. In Abb. 10 sind die vorgesehenen geringfügigen Änderungen eingetragen. Bei der Belegung wird von einer zentralen Ortsansageeinrichtung die Ortsansage über je eine Wicklung des A-Relais und der Drossel auf die a- und b-Adern übertragen. Beim 1. Wählimpuls wird durch einen Kopfkontakt die Ortsansage wieder abgetrennt. Die übrigen Schaltvorgänge des I./II. GW mit Ortsansage entsprechen denen des normalen II. GW.

In Ortsnetzen, in denen das Wahlendezeichen durch Erdlücke vom OFLW gegeben wird, ist die Dr 1-6 1000 Ohm unmittelbar an den b-Ast angeschaltet. In Ortsnetzen mit Impulskennzeichen muß die Drossel durch einen 1-µF-Kondensator vom b-Ast gleichstrommäßig abgeriegelt werden, um zu vermeiden, daß die Relais, welche in den Übertragungen die rückwärtigen Zeichen aufnehmen, bereits bei der Belegung des II. GW ansprechen. Es ist beabsichtigt, die Prüfung der b-Ader in diesem Falle mit niedergespanntem Wechselstrom durchzuführen.

5. Ortsfernleitungswähler

Die Schaltung des OFLW 50 (Abb. 12) umfaßt 11 Relais, 1 Relaisdrossel, mehrere Widerstände und Kondensatoren und für bestimmte Übergangsfälle einen Selengleichrichter. Die Relais, die Relaisdrossel und die Widerstände sind — ähnlich wie im System 40 — in einem auswechselbaren Relaiskoffer, die Kondensatoren und der Gleichrichter auf der Rückseite des Gestellrahmens untergebracht. Der OFLW 50 für Zweieranschlußgruppen mit 1 LW-Ausgang je Zweieranschluß hat noch ein 12. Relais und erhält die Bezeichnung OFLW 50 a. In diesem Falle wird die Relaisdrossel auf der Rückseite des Gestellrahmens eingebaut.

Die Schaltkennzeichen am Eingang des OFLW sind in Abb. 13 dargestellt.

A. Ortsdienst

Bei ortsmäßiger Einstellung arbeitet der OFLW 50 ähnlich wie der LW 40 [4]. Die wesentlichen Aufgaben der Relais im Ortsdienst ergeben sich aus folgender Zusammenstellung:

- C Belegungsrelais,
- E Impulsrelais zum Heben und Drehen,
- V Steuerrelais,
- T Hilfsrelais für Mehrfachdrehen und Prüfen,
- U Umsteuerrelais vom Heben auf Drehen,
- M Relais für Mehrfachdrehen, Einzelnachtanruf, Rufen und Auslösen,
- G Relais für Begrenzung der Rückkontrollzeit und Prüfeinleitung,
- P Prüfrelais,
- Z Zählrelais,
- A Speiserelais des gerufenen Teilnehmers,
- J keine Aufgaben.

Beim Belegen spricht C an. Die Schaltung des C-Relais ist dieselbe wie beim II. GW.

Die Wählimpulse werden vom E-Relais über den $e^{II}(2)$-Kontakt zunächst auf den Hubmagneten über-

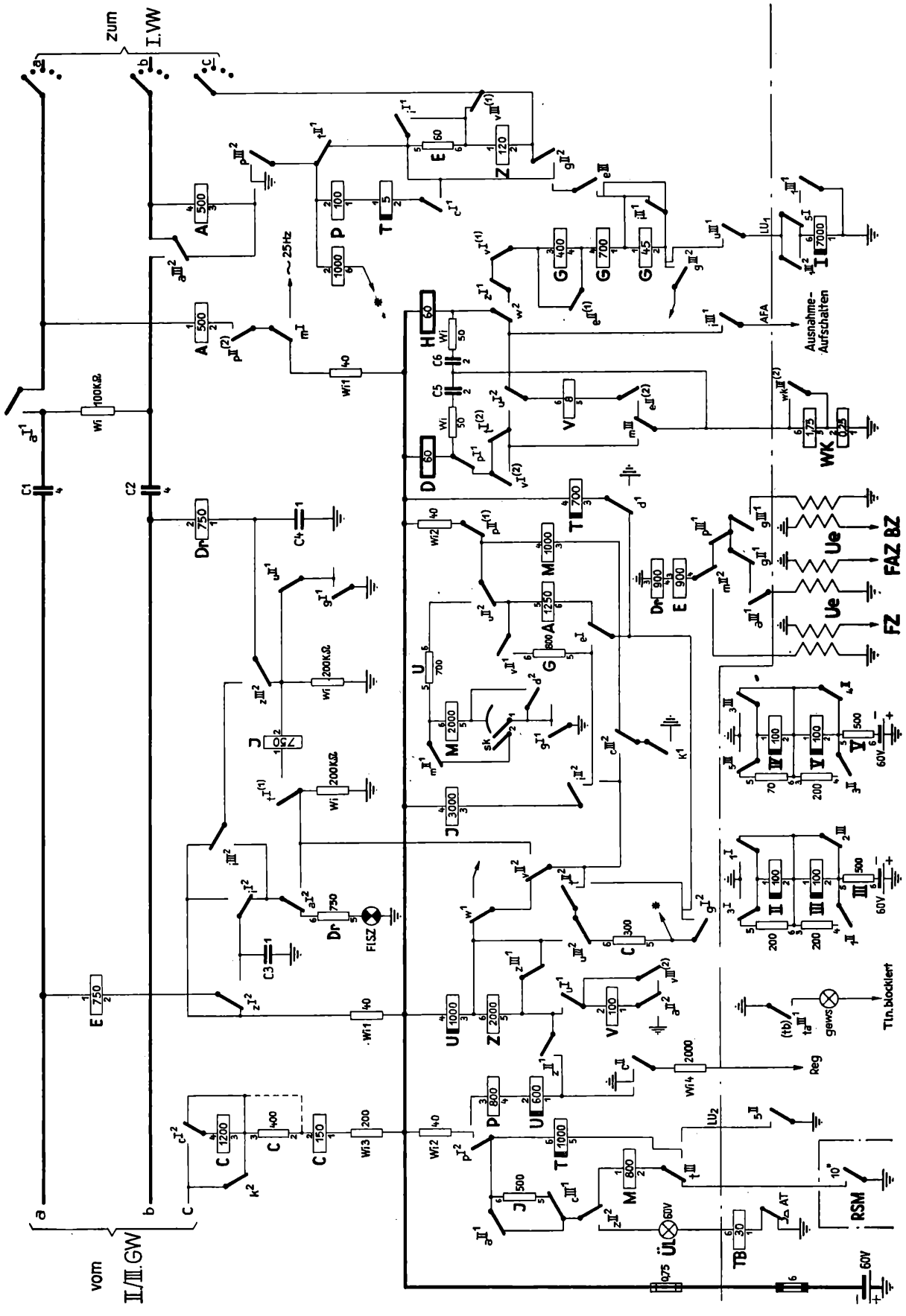


Abb. 12. Ortsfernleitungswähler 50

tragen. In Reihe mit dem Hubmagneten wird beim ersten Wählimpuls V erregt. Gleichzeitig werden die Kopfkontakte betätigt. V schließt mit $v^{III}(2)$ seine 100-Ohm-Wicklung kurz, hält sich dadurch während der Impulspausen und fällt am Ende der Impulsserie ab. Das Umsteuerrelais U spricht nach dem Abfall von V über den $v^{II}2$-Kontakt an und schaltet mit seinem $u^{I}2$-Kontakt den Stromweg für die Wählimpulse der

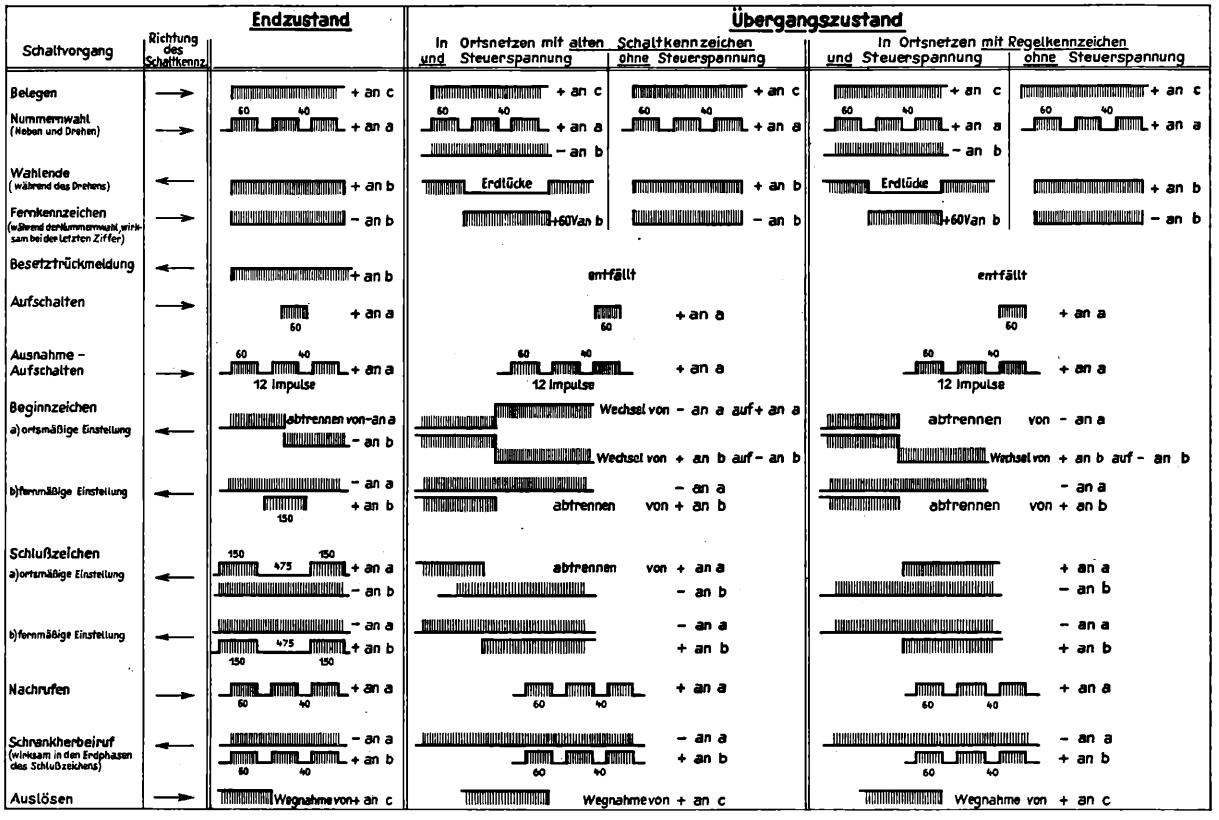


Abb. 13. Schaltkennzeichen am Eingang des Ortsfernleitungswählers 50

letzten Stromstoßreihe vom Hubmagneten auf den Drehmagneten um. Beim ersten Drehschritt werden die Wellenkontakte betätigt, V und T sprechen an. U bindet sich über $u^{III}2$ und $t^{II}2$.

Nach Beendigung der Wahl fällt V wieder ab. T hält sich über seinen eigenen Kontakt $t^{II}2$. Das I-Relais des Langsamunterbrechers spricht nach dem Schließen des $v^{I}(1)$-Kontaktes über die 7000-Ohm-Wicklung an. G erhält zunächst Fehlstrom; nach etwa 300 ms Prüfverzögerung wird I 7000 überbrückt und Erde über $1^{III}1$ und 5^{I} an die LU_1-Leitung angelegt. G wird kräftig erregt, spricht an und leitet mit dem Kontakt $g^{I}2$ den Prüfvorgang durch Anlegen von Erde an die P 1000-Ohm-Wicklung ein.

Ist der Gerufene besetzt, spricht P nicht an. Die Prüfzeit wird in diesem Falle durch den Abfall von T begrenzt. Der Rufende erhält das Besetztzeichen und wird dadurch veranlaßt, einzuhängen und die Verbindung auszulösen.

Ist der Gerufene dagegen frei, spricht P an und sperrt mit dem $p^{III}2$-Kontakt den Anschluß gegen weitere Belegungen. P hält sich in Reihe mit U über seinen $p^{I}2$-Kontakt. Durch große Streuwerte in den Anzugszeiten von G und P sowie in der Abfallzeit von T werden Doppelverbindungen bei gleichzeitigem Einstellen von 2 Wählern auf denselben Anschluß praktisch vermieden. Dabei wird die Gefahrzeit dadurch eingeengt, daß einerseits die Ansprechzeiten von P durch das Parallelschalten von 2 P-Relais verlängert und anderseits die Prüfzeiten verkürzt werden, indem die T 5-Ohm-Wicklung weniger Strom erhält und T deshalb schneller abfällt.

Über den $p^{I}2$-Kontakt und die Leitung LU_2, die nach dem Ansprechen des V-Relais im Langsamunterbrecher geerdet ist, spricht M an. Über den m^{I}-Kontakt wird zunächst der erste Ruf zum Teilnehmer gesendet. Der Rufende erhält über die E- und Dr-Wicklungen das Freizeichen. Nach Beendigung des ersten Rufes fällt T ab. Zum Weiterruf wird M alle 10 Sekunden über eine der 10 s-Nockenscheiben der Ruf- und Signalmaschine erregt.

Beim Melden des Gerufenen spricht A an; über $a^{II}2$ zieht V an und bereitet durch Öffnen des $v^{III}(1)$-Kontaktes das Ansprechen von Z vor. Z ist noch über den $g^{II}2$-Kontakt kurzgeschlossen. G fällt jedoch nach Öffnen des $v^{I}(1)$-Kontaktes ab, so daß nun Z über die 1000-Ohm-Wicklung des T-Relais im I. VW anzieht. Z schaltet mit $z^{III}2$ Zählspannung an den b-Ast und für die Frittung über $z^{I}2$ und 200 kOhm Erde an den a-Ast. V fällt durch Kurzschluß über den $z^{II}1$-Kontakt wieder ab. Zur Frittung der $a^{I}1$- und $a^{III}2$-Kontakte ist ein 100-kOhm-Widerstand zwischen die a- und b-Adern eingebaut. Der Strom für die Frittung dieser Kontakte beträgt bei kurzen Teilnehmerleitungen etwa 0,3 mA, bei längeren mehr.

Wenn ein Teilnehmeranschluß auf Bescheiddienst geschaltet wird, muß die Zählung unterdrückt werden. Um Z nicht ansprechen zu lassen, erdet die Übertragung für den Bescheiddienst den c-Ast, bevor A im OFLW anspricht. Da sich im System 50 das P-Relais nach dem Ansprechen sofort intern bindet, unterliegt die c-Erdung keiner zeitlichen Bedingung. Im System 40 dagegen darf durch die Bescheidübertragung der c-Ast erst nach Ablauf des Langsamunterbrechers geerdet werden.

Bei Sammelanschlüssen dreht der Wähler selbsttätig weiter, wenn die erste Leitung besetzt ist. M wird über den sk-Kontakt erregt, nachdem G über LU_1 angesprochen hatte. Der Drehmagnet schaltet nun über m^{III} im Wechselspiel mit T so lange weiter, bis eine

freie Leitung des Sammelanschlusses gefunden wird und P anspricht. Ist auch die letzte Leitung besetzt, so bleibt P abgefallen und der Teilnehmer erhält das Besetztzeichen. Der Wähler dreht beim Ausprüfen eines Sammelanschlusses mit 17 bis 20 Schritten in der Sekunde und somit schneller als in der Schaltung des LW 40. Das schnelle Drehen hat u. a. den Vorteil, daß der erste Ruf auch auf der letzten Leitung eines Sammelanschlusses mit 10 Leitungen noch eine ausreichende Länge besitzt. Um trotzdem ein sicheres Aufprüfen zu ermöglichen, wurde eine T 5-Ohm-Wicklung in Reihe zu dem Prüfrelais gelegt und dadurch die Prüfzeit um etwa 12 bis 15 ms verlängert. Diese Wicklung erhält erst dann Strom, wenn der Wähler auf einen freien Anschluß trifft. Parallel zum sk-Kontakt wurde ein d_2-Kontakt geschaltet, um das vorzeitige Abfallen des M-Relais beim Drehen auf die letzte Folgenummer zu vermeiden und somit den Durchzug des D-Magneten und des T-Relais zu gewährleisten.

Nachts werden häufig einzelne Leitungen eines Sammelanschlusses zu bestimmten Nebenstellen durchgeschaltet. In derselben Art, wie bereits im LW 40 verwirklicht, können auch beim OFLW 50 Nachtnummern einzeln gewählt werden. Zu diesem Zweck erhält der sk-Kontakt einen Hilfsarm, der gegenüber dem eigentlichen sk-Arm um einen Drehschritt versetzt ist. Wird eine Nachtnummer gewählt, kann M nicht ansprechen, da die 2000-Ohm-Wicklung durch den Hilfsarm kurzgeschlossen ist. Der Wähler bleibt deshalb auf der gewählten Leitung stehen. Die erste Leitung eines Sammelanschlusses darf als Nachtnummer nicht verwendet werden, da bei Wahl dieser Rufnummer der Kurzschluß über den Hilfsarm noch nicht wirksam wird.

M ist gleichzeitig auch Rufrelais. Um jedoch das Aussenden von Rufstrom zu vermeiden, bevor das T-Relais im I. VW angesprochen und R abgetrennt hat, wird M über die Wicklung 1-2 durch Gegenerregung rasch abgeworfen. Außerdem sind die Kontakte des P-Relais so angeordnet, daß $p^{II}(2)$ spät schließt, während $p^{II}(1)$ und die erste Feder des $p^{I}2$-Kontaktes schnell betätigt werden.

Das Blockadesignal (Aufleuchten der Überwachungslampe ÜL im OFLW, gelbweiße Lampe im Gestellrahmen und Einschlagwecker verzögert) wird ebenso wie im System 40 sowohl bei Blockade durch den Anrufenden als auch bei Nichtauflegen durch den Gerufenen gebracht. Durch das Blockadesignal können ferner Erdschlüsse auf der a-Ader der Teilnehmeranschlußleitung ermittelt werden. Auf die Möglichkeit, bei Blockade die Auslösung des OFLW durch eine Freischalteeinrichtung zu erzwingen, mußte verzichtet werden, da ein Nachruf vom Fernamt nicht an eine Zeit gebunden werden sollte.

Beim Auslösen spricht M nach dem Abfall von A, C und P an und leitet den Heimlauf des Wählers ein. Nach Gesprächsschluß löst der Wähler also erst aus, wenn beide Gesprächspartner eingehängt haben, bei Zählunterdrückung jedoch, sobald der Rufende auflegt. Während der Abfallzeit von C ist der c-Ast-Eingang so hochohmig, daß die Wahrscheinlichkeit eines Aufprüfens sehr gering ist. Nach Umlegen der Kopfkontakte kann der Wähler wieder belegt werden.

Der OFLW 50 a für Zweieranschlußgruppen mit 1 Ausgang am OFLW je Zweieranschluß besitzt noch ein zusätzliches Relais mit der Bezeichnung C_1 und einen getrennten c_1-Eingang für die Belegung von einem zweiten Höhenschritt der vorhergehenden GW-Stufe. Das C_1-Relais kreuzt bei der Belegung die a- und b-Adern im OFLW; dadurch wird der Ruf über den b-Ast ausgesandt und der zweite Partner eines Zweieranschlusses gerufen. An eine Hundertergruppe mit OFLW 50 a können somit 100 Zweieranschlüsse, d. s. 200 Teilnehmer, angeschaltet werden.

B. Ferndienst

Im Ferndienst werden folgende zusätzliche Schaltkennzeichen wirksam:

a) vorwärts:
Fernkennzeichen,
Aufschalten,
Nachrufen,
Ausnahmefernamtsansage;

b) rückwärts:
Wahlendezeichen,
Besetztrückmeldung,
Beginnzeichen,
Schlußzeichen,
Schrankherbeiruf.

Die Schaltkennzeichen werden vom OFLW in Impulsform aufgenommen und abgegeben. Eine Ausnahme bilden, wie einleitend schon erwähnt, das Fernkennzeichen, das Wahlendezeichen und die Besetztrückmeldung. Um die Schaltung des OFLW zu vereinfachen und um die Anpassung der bestehenden Systeme leichter durchführen zu können, wird für diese Schaltkennzeichen der OFLW vorübergehend mit der letzten ankommenden Übertragung oder in Gleichstromnetzen unmittelbar mit dem Fernamt oder dem Zählimpulsgeber gekoppelt.

Gegenüber früheren Ausführungen ist es erstmals gelungen, im Endzustand einen Spannungswechsel zwischen a- und b-Ast zu vermeiden. Spannungsführend bleibt stets der a-Ast, während an den b-Ast zur Erzeugung der Schaltkennzeichen fallweise Erde angelegt wird. Die Beseitigung des Potentialwechsels ist besonders für Tonwahlverbindungen von großem Vorteil, die auf „Schaltknacke" sehr empfindlich reagieren. Im Übergangszustand ist der OFLW sowohl für alte Kennzeichen als auch für Regelkennzeichen umschaltbar.

Die Relais haben bei fernmäßiger Einstellung im wesentlichen folgende zusätzliche Aufgaben zu erfüllen.

C —,
E Impulsrelais für Aufschalten und Nachrufen,
V Hilfsrelais für das Wahlendezeichen, Begrenzung des Beginnzeichenimpulses,
T Hilfsrelais für das Wahlendezeichen und das Nachrufen,
U Besetztrückmeldung,
M —,
G Hilfsrelais für das Aufschalten,
P —,
Z Hilfsrelais beim Nachrufen,
A Aufschalten, Schrankherbeiruf,
J Fernkennzeichnung.

Im folgenden werden zuerst die Schaltvorgänge in Zusammenarbeit mit Übertragungen für Impulssteuerung beschrieben. Die Anpassungen im OFLW für die Zusammenarbeit mit bestehenden Systemen werden anschließend erörtert.

a) Fernkennzeichen und Wahlendezeichen

Bei jeder Fernverbindung, gleichgültig ob sie das Fernamt oder der Teilnehmer im Selbstwählferndienst aufgebaut hat, wird bei abgeriegelten Leitungen örtlich ein Fernkennzeichen erzeugt. Dies geschieht dadurch, daß bei Ansteuerung des Ortsnetzes von auswärts über abgeriegelte Leitungen das diesen Verkehrsfall kennzeichnende Schaltglied, d. i. die ankommende Wechselstrom- oder Tonwahlübertragung, bei jeder Ziffernwahl Spannung an b anlegt. Die Verwendung dieses Schaltkennzeichens als Fernkennzeichen ist möglich, da Steuerspannung zum Einstellen der Wähler nicht mehr benötigt wird. Bei Ansteuerung aus dem Ortsnetz oder von gleichstrommäßig angeschlossenen Vermittlungsstellen wird die Fernkennzeichenspannung unmittelbar vom Fernamt oder vom Zählimpulsgeber abgegeben. Die OFLW werden daher sowohl bei Verbindungen, die vom Fernamt aufgebaut werden, als auch bei Selbstwählfernverbindungen durch ein örtlich im Gleichstromnetz erzeugtes Fernkennzeichen fernmäßig eingestellt. Die Übertragung eines besonderen Fernkennzeichens über abgeriegelte Leitungen erübrigt sich. Damit entfallen die schaltungstechnischen Schwierigkeiten, vor oder nach der Nummernwahl ein zusätzliches Schaltkennzeichen einzufügen.

Als Schaltkennzeichen für das Wahlendezeichen wird während des Drehens im OFLW Erde an den b-Ast angeschaltet. In den übrigen Wahlstufen und beim Heben des OFLW ist der b-Ast dagegen erdfrei. Das Wahlendezeichen wird also während der Abgabe des Fernkennzeichens zum OFLW in umgekehrter Richtung, sozusagen als Fernkennzeichen-Rückmeldung, übertragen. Es wird entweder unmittelbar während des Drehvorgangs von einem Zählimpulsgeber oder von einem Verbindungssatz des Fernamts gleichstrommäßig über den b-Ast aufgenommen oder in der letzten ankommenden Wechselstromübertragung gespeichert und nach Ablauf der Vorwärts-Impulsreihe als Rückwärtsimpuls über die Leitung gegeben. Der Zählimpulsgeber und die Übertragung beim Fernamt sind so geschaltet, daß sie das Wahlendezeichen sowohl unmittelbar über den b-Ast als Fernkennzeichen-Rückmeldung als auch in Form eines Impulses aufnehmen können. Die Lösung, das Wahlendezeichen durch Kopplung des OFLW mit der ankommenden Übertragung bzw. mit dem Verbindungssatz des Fernamtes oder dem Zählimpulsgeber raschestens unmittelbar nach der letzten Wählimpulsreihe zu übertragen, hat sich auch vom Standpunkt der Schaltzeichen als zweckmäßig erwiesen.

Das Wahlendezeichen unterbindet die Weiterwahl im Zählimpulsgeber. Dem Teilnehmer ist dadurch die Möglichkeit genommen, den fernmäßig eingestellten OFLW zu beeinflussen, z. B. durch weitere Nummernwahlimpulse sich aufzuschalten oder nachzurufen. Im Fernamt und im Zählimpulsgeber kann das Wahlendezeichen dazu ausgenutzt werden, „Gassenbesetzt" von „Teilnehmerbesetzt" zu unterscheiden. Mit dem Ausbau der Landesfernwahl hat das Wahlendezeichen die weitere wichtige Aufgabe, zentrale Speicher, die nur während der Wählereinstellung benötigt werden, sofort freizuschalten.

In Abb. 14 ist auszugsweise die Aufnahme des Fernkennzeichens und die Abgabe des Wahlendezeichens dargestellt. Beim Drehvorgang legen die Kontakte v und t über das Fernkennzeichenrelais J Erde an den b-Ast; in der Übertragung wird gleichzeitig das Wahlenderelais B angeschaltet. Beide Relais sprechen in demselben Stromkreis an und binden sich intern.

Das J-Relais stellt den OFLW fernmäßig ein; mit dem Kontakt $i^{II}1$ wird die Fernsperrung durch unmittelbare Erdung des c-Astes der Teilnehmeranschlußleitung vorbereitet. Nach dem Aufprüfen und während der Dauer des Ferngesprächs bleibt der c-Ast geerdet.

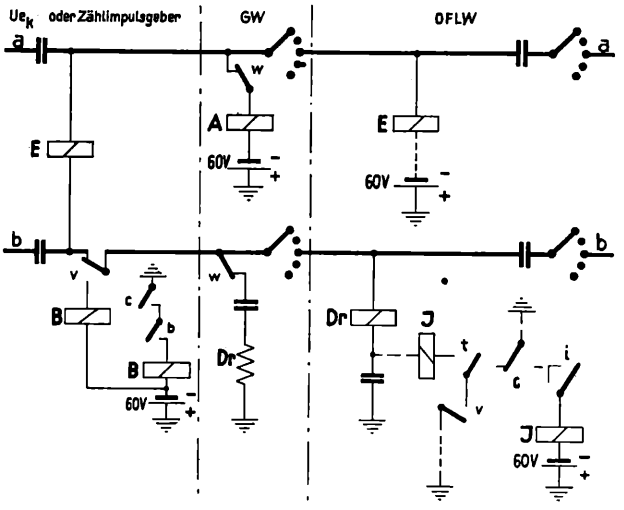


Abb. 14. Fernkennzeichen und Wahlendezeichen

b) Beginnzeichen

Das Prinzip der Impulssteuerung [2] fordert, daß der OFLW die rückwärtigen Schaltkennzeichen möglichst als Impulse aussendet, welche von den Übertragungen formgetreu weitergegeben werden. Wenn sich der Gerufene meldet, spricht A an, $a^{II}2$ erregt V; $v^{I}(1)$ bringt G zum Abfall und $g^{II}2$ gibt zusammen mit $v^{III}(1)$ ebenso wie im Ortsdienst die 120-Ohm-Wicklung von Z frei. $z^{II}1$ schließt nun V 100 kurz und V fällt ab. Während der Abfallzeit von V wird für die Dauer von etwa 150 ms der Beginnzeichenimpuls über Schleife übertragen. Am a-Ast liegt über das E-Relais Spannung, am b-Ast über die Kontakte z, i, a und v kurzzeitig Erde (Abb. 15). In der Übertragung spricht das hochohmig in Schleife liegende Empfangsrelais E 150 ms lang an und gibt den Impuls formgetreu weiter. Er leitet im Zählimpulsgeber die Zählung und im Fernamt die optische Anzeige des Gesprächsbeginns ein.

Um zu vermeiden, daß Gabelprellungen und dadurch hervorgerufene kurze Unterbrechungen des a-Kontaktes den Beginnimpuls verstümmeln, wird A mit der 1250-Ohm-Wicklung (Abb. 12) über den $v^{II}1$-Kontakt und G 800 Ohm gehalten. T 700 erhält dabei Fehlstrom. Um die erforderliche Länge des Beginnzeichenimpulses noch mehr zu sichern, wird das Ansprechen von Z durch den $g^{II}2$-Kontakt um die Abfallzeit von G verzögert. Wenn die Gabelprellungen so kurz sind, daß die Erregungszeit von V nicht ausreicht, um A zu binden und G abzuwerfen, spricht Z nicht an. Der Beginnzeichenimpuls wird vielmehr erst dann gegeben, wenn A genügend lang erregt ist.

Um ein Zusammenfließen des Wahlendezeichens mit dem Beginnzeichen auf jeden Fall zu verhindern, wird V 100 über den $t^{II}2$-Kontakt während des ersten Rufes kurzgeschlossen. Wenn also der Gerufene während des ersten Rufes den Hörer abnimmt, wird das Beginnzeichen bis zum Abfall von T verzögert. Ein Zusammenfließen der beiden Schaltkennzeichen wäre ohne diese Vorsichtsmaßnahme möglich, wenn am Ende des Drehens nach dem Abfall von V der Langsamunterbrecher zufällig so steht, daß die LU_1-Leitung gerade geerdet ist.

c) Besetztrückmeldung

Ist der gerufene Teilnehmer besetzt, so spricht P nicht an. T und U können sich deshalb auch nicht halten. Sobald U abfällt, wird über g-Arbeitskontakt (Abb. 15),

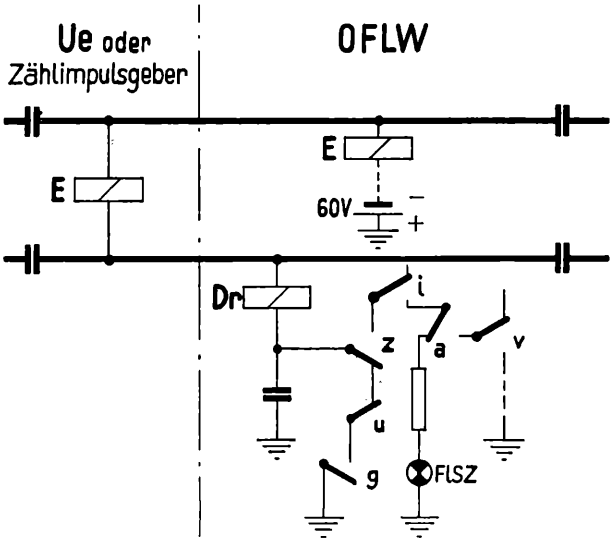


Abb. 15. Beginnzeichen, Besetztrückmeldung, Schlußzeichen und Schrankherbeiruf

u- und z-Ruhekontakt Dauererde an den b-Ast angelegt. Das hochohmige Empfangsrelais E in der letzten Übertragung wird über diese Erde und die am a-Ast liegende Spannung erregt. Die Wechselstromübertragung begrenzt das Dauerkennzeichen auf etwa 450 ms. Im Zählimpulsgeber wird das Schaltkennzeichen ausgewertet und nach etwa 300 bis 400 ms die Verbindung ausgelöst. Während das Wahlendezeichen im Zählimpulsgeber jede störende Nachwahl unterbindet, stellt die Besetztrückmeldung eine weitere Sicherheit gegen unbefugte Eingriffe dar, indem sie die Auslösung der Fernverbindung bewirkt. Beim Fernamt verursacht das vorher aufgenommene Wahlendezeichen, daß die Besetztrückmeldung vom OFLW wirkungslos bleibt. Die Verbindung bleibt bestehen. Die Fernbeamtin kann sich daher auf den besetzten Anschluß aufschalten.

Ein Zusammenfließen des Wahlendezeichens und der Besetztrückmeldung ist auch bei geerdeter LU_1-Leitung dadurch vermieden, daß der Zeitabstand zwischen dem Abfall von V und dem Abfall von U etwa 200 ms beträgt. Diese Zeit reicht aus, um sicherzustellen, daß das Wahlendezeichen getrennt von der Besetztrückmeldung aufgenommen wird.

d) Aufschalten

Die Fernbeamtin schaltet sich durch Wahl einer „1" auf einen ortsbesetzten Anschluß auf. Im OFLW sind nach der Besetztprüfung die Relais C, J und G erregt und die Wellen- und Kopfkontakte umgelegt. Der Erdimpuls auf a wird vom E-Relais (Abb. 12) aufgenommen. Der e^{III}-Kontakt hebt den Kurzschluß für die G 45-Ohm-Wicklung auf und schaltet den Mittelpunkt der G-Wicklungen an den c-Ast. Dieser enthält je nach der Belegungsart des Teilnehmeranschlusses verschiedenes Potential. Er ist geerdet, wenn der Teilnehmer ein ankommendes oder abgehendes Ferngespräch führt. Er ist isoliert, wenn der Teilnehmer im Orte abgehend spricht. Endlich weist er ein Teilpotential einerseits über 60 Ohm im OFLW, anderseits über 1000 Ohm gegen Spannung auf, wenn der Teilnehmer ein ankommendes Ortsgespräch führt. Ist der Teilnehmer fernbesetzt, die c-Ader also geerdet, bleibt die G 45-Ohm-Wicklung kurzgeschlossen. G hält sich weiter über die 700-Ohm-Wicklung. Nach dem Abfall von E ist der Zustand im OFLW derselbe wie vor dem Aufschalteversuch; die Fernbeamtin erhält weiterhin das Besetztzeichen als Kriterium dafür, daß der gewünschte Teilnehmer fernbesetzt ist. Führt der gewünschte Teilnehmer dagegen ein abgehendes Ortsgespräch, dann wird das G-Relais nach Öffnen der e^{III}- und $e^{II}(1)$-Kontakte durch die Gegenwicklungen 1-2 und 3-4, die zusammen mehr Windungen als die Wicklung 1-4 haben, abgeworfen. Ist endlich der Anschluß ankommend ortsbesetzt, dann ist das G-Relais durch die Parallelschaltung der G 45-Ohm-Wicklung mit dem 60-Ohm-Sperrwiderstand am c-Ast zwar etwas abfallverzögert; für das Abwerfen genügt aber auch in diesem Falle ein kurzer Wählimpuls, da die G 45-Ohm-Wicklung etwas mehr Strom als die G 700-Ohm-Wicklung erhält. Außerdem trennt die Außenfeder des $g^{II}2$-Kontaktes den c-Ast rasch von den G-Wicklungen ab.

Mit dem Aufschalteimpuls hat außerdem noch T 700 über den e^{I}-Kontakt angesprochen. Nach dem Abfall von E wird A über die Kontakte e^{I}, $g^{I}2$ und $t^{II}2$ erregt, das mit den Kontakten $a^{I}1$ und $a^{III}2$ das Fernamt auf die gewünschte Ortsverbindung schaltet. Der Stromkreis für A wird erst nach Beendigung des Aufschalteimpulses geschlossen, um die Knackgeräusche möglichst klein zu halten. Über die $a^{III}1$- und $g^{II}1$-Kontakte wird an Stelle des Besetztzeichens das Fernamtsaufschaltezeichen (Morse-i) angelegt, um den Teilnehmern und der Fernbeamtin die Aufschaltung anzuzeigen.

Die Beamtin ersucht nun die Teilnehmer, das Ortsgespräch zu beenden und den Hörer aufzulegen. Sobald der c-Ast des gewünschten Anschlusses durch Auslösen der Ortsverbindung frei geworden ist, spricht P an; der $t^{II}2$-Kontakt hatte bereits vorbereitend das Relais an Erde gelegt. Um das Doppelaufprüfen von zwei auf denselben Anschluß aufgeschalteten Fernverbindungen nach Möglichkeit zu vermeiden, wurde in Reihe mit P 1000 ein 300-Ohm-Widerstand eingefügt. Dadurch wird erreicht, daß die Ansprechzeiten der P-Relais mehr streuen. Über $p^{I}2$ spricht U an und über $u^{III}1$ wird der Langsamunterbrecher angereizt. G wird über den Langsamunterbrecher erregt, A fällt ab und der OFLW sendet den ersten Ruf und den Weiterruf wie bei einer gewöhnlichen Verbindung aus. Nach dem Melden des Teilnehmers wird das Beginnzeichen zum Fernplatz gesandt. Der Anschluß ist während des Gespräches über $i^{II}1$ ferngesperrt.

Bis zum Melden des Gerufenen ist die c-Ader über den $g^{II}2$-Kontakt unmittelbar geerdet und dadurch

auch bei Ortsverbindungen gegen Aufschalten geschützt. Das Fernamt kann sich deshalb auf eine Leitung, über die der Teilnehmer gerade gerufen wird, nicht aufschalten. Dadurch wird vermieden, daß beim Aufschalten Rufstrom, der häufig einen erheblichen Gehalt an Oberwellen besitzt, zum Hörer der Fernbeamtin gelangt und Fehlschaltungen verursachen kann (z. B. in Gleichstromübertragungen mit Wechselstromauslösung).

Bei einem Sammelanschluß dreht der Wähler im Besetztfall auf die letzte Leitung. Ist diese ortsbesetzt, so kann sich das Fernamt aufschalten.

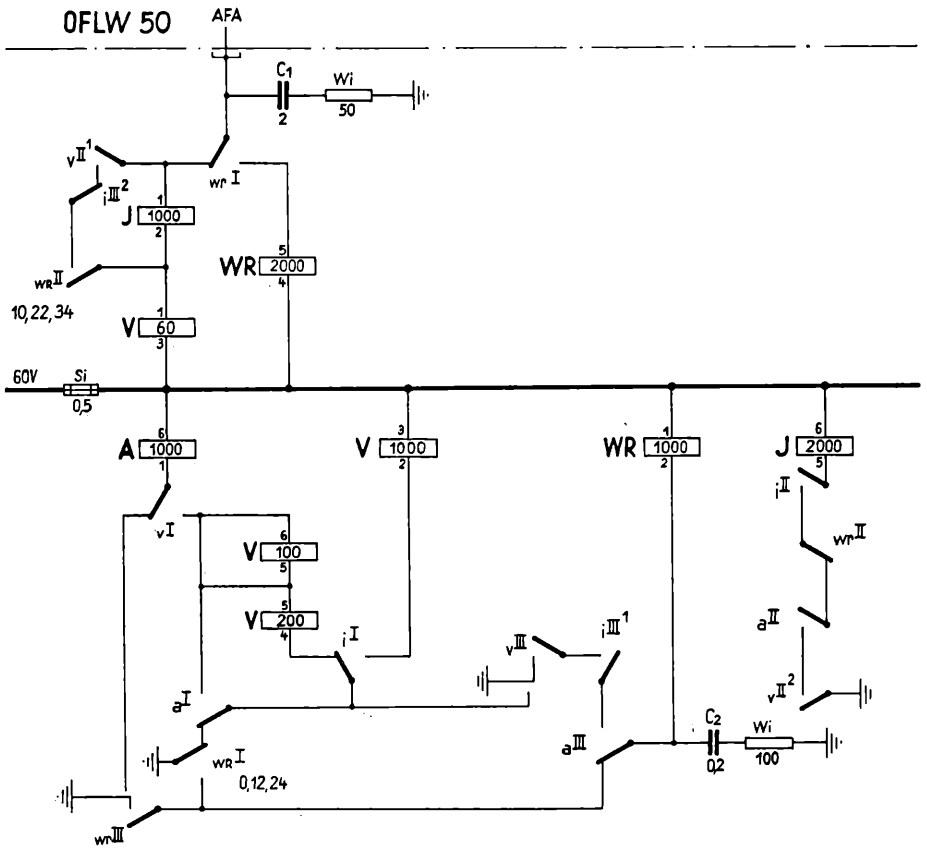


Abb. 16. Abzähleinrichtung für das Ausnahme-Aufschalten

Impuls folgt, wie dies beim Regelaufschalten (Wahl einer 1) zutrifft, fallen V und A wieder ab. Das Wählerrelais bleibt in der Ruhelage.

Wenn jedoch weitere Impulse folgen, so wird das Wählerrelais über den $i^{III}1$-Kontakt schrittweise fortgeschaltet. Es hinkt dabei einen Schritt hinter der Impulszahl nach. Um auch bei kurzen Impulsen sicherzustellen, daß J ausreichend lange anspricht, wird J 2000 über den i^{II}-Kontakt zusätzlich erregt. Bei langen Impulsen hält sich WR 2000 über wr^{I}, so daß J in der Zwischenzeit abfallen kann, um beim Eintreffen der neuen Impulse aufnahmebereit zu sein. Beim 11. Impuls (10. Schritt) schließt der Kontakt WR^{II}. Beim 12. Impuls (10. Schritt) findet der OFLW über V 60 und WR^{II} (10. Schritt) Spannung; V 8 im OFLW spricht an und wirft durch Öffnen des $v^{I}(1)$-Kontaktes G ab. Nach dem Abfall von E spricht jetzt A im OFLW an und schaltet auf. Sobald der letzte Impuls abgeklungen ist, fallen in der Abzähleinrichtung für das Ausnahmeaufschalten die Relais V und A ab. Das Wählerrelais dreht mit A in die Ruhestellung. Die zentrale Einrichtung ist wieder frei.

Die Zahl der für ein Amt benötigten Einrichtungen ist von der Häufigkeit der Ausnahmefernamtsansage abhängig. Im allgemeinen wird sie nur in wenigen Stückzahlen je Amt erforderlich sein. In kleinen und mittleren Ämtern wird in der Regel eine Einrichtung genügen.

e) Ausnahmeaufschalten

Um Teilnehmern, die ein Ferngespräch führen, ausnahmsweise trotz der Fernsperrung ein wichtiges Ferngespräch, z. B. eine internationale Verbindung oder ein Blitzgespräch, anbieten zu können, wurde die Möglichkeit einer Ausnahmeaufschaltung vorgesehen. Sie erfordert aufwandmäßig im OFLW nur einen Kontakt. Die Fernbeamtinnen, denen die Berechtigung gegeben werden soll, sich ausnahmsweise auf fernbesetzte Anschlüsse aufzuschalten, können dies durch Aussendung von 12 Impulsen bewirken. Dies ist bei Vorlaufnummernscheiben durch Abtrennen des Kontaktes, der die letzten zwei Impulse überbrückt, leicht zu erreichen. Im OFLW werden die 12 Impulse durch den $e^{II}(2)$-Kontakt über die mit AFA (Ausnahme-Fernamts-Aufschalten) bezeichnete Leitung auf eine zentrale Impulsabzähleinrichtung (Abb. 16) gegeben.

Dort spricht beim ersten Impuls J 1000 an. J erregt mit seinem i^{I}-Kontakt V. Nach dem ersten Impuls fällt J ab und A spricht über v^{I}, V 200, i^{I} und v^{III} an. a^{I} schließt die V 200-Wicklung kurz. Wenn kein weiterer

f) Schlußzeichen

Wenn der gerufene Teilnehmer seinen Hörer auflegt, fällt A ab und schaltet mit seinem $a^{I}2$-Kontakt (Abb. 15) das Flackerschlußzeichen an den b-Ast. Es wird in Form von Erdimpulsen von einer Nocke auf der Ruf- und Signalmaschine mit einem Rhythmus von 150 ms Zeichen und 475 ms Pause erzeugt. Das Empfangsrelais E in der Übertragung gibt das Schlußzeichen in derselben Form weiter. Beim Fernamt kann die Schaltung so getroffen werden, daß die Schlußlampe flackert oder dauernd leuchtet. Der Takt des Schlußzeichens entspricht dem Rhythmus des Besetztzeichens. Er wurde diesem angeglichen, um die Ruf- und Signalmaschine zu vereinfachen.

g) Schrankherbeiruf

Um die Fernbeamtin zum Eintreten in die Verbindung zu veranlassen, wählt der Teilnehmer mehrmals „0". Über den $a^{I}2$-Kontakt und den Flackerschlußzeichenunterbrecher (Abb. 15) werden Impulse zum Fernamt gesandt, welche die Schlußlampe zum Aufleuchten

bringen. Die Unterbrechungen durch den a-Kontakt werden als Impulse wirksam, solange der Schlußzeichenunterbrecher Erde anlegt.

h) Nachruf

Die Fernbeamtin ruft durch Wahl einer „0" nach. Eine lange Impulsreihe ist zweckmäßig, um sicherzustellen, daß bei Wechselstromübertragungen der Durchgriff während der Schlußzeichengabe gewährleistet ist. Im OFLW genügt ein Impuls, um den Nachruf einzuleiten (Abb. 12). E spricht beim 1. Wählimpuls an und bringt über den e^{I}-Kontakt T 700. T hält sich über $g^{I}2$ und $t^{II}2$. Über den $t^{II}2$-Kontakt wird die Wicklung Z 2000 kurzgeschlossen. Z fällt ab und bereitet mit dem $z^{II}2$-Kontakt den Ansprechstromkreis von M und damit das Nachrufen vor. $z^{I}1$ veranlaßt über LU_1 den Anlauf des Langsamunterbrechers. Vom OFLW wird erster Ruf und Weiterruf ausgesandt wie bei einer normalen Verbindung.

i) Zählunterdrückung

Beim Anruf von Anschlüssen mit Zählunterdrückung spricht Z nicht an, da der a-Ast in der Übertragung für Zählunterdrückung geerdet wird, bevor durch Schleifenschluß A ansprechen kann. Durch die unmittelbare Erde an c ist ein solcher Anschluß gleichzeitig ferngesperrt. Außer dem Wahlendezeichen und der Besetztrückmeldung werden keine rückwärtigen Schaltkennzeichen ausgesandt. Aufschalten oder Nachrufen ist nicht möglich; nur das Ausnahmeaufschalten könnte vorgenommen werden, hat aber kaum praktische Bedeutung.

C. Anpassung

Der OFLW 50 muß auch in Ortsnetzen, in denen die Impulskennzeichen noch nicht oder nicht voll angewandt werden können, für die Erweiterung von bestehenden Einrichtungen der Systeme 22, 27, 29 oder 40 geeignet sein. Es wird häufig nicht zweckmäßig sein, die bestehenden Systeme an die neuen Schaltkennzeichen anzupassen, sondern umgekehrt verlangt werden, den OFLW 50 den Bedingungen der bestehenden Systeme anzugleichen. Die Schaltkennzeichen im Übergangszustand sind aus Abb. 13 ersichtlich.

a) Fernkennzeichen und Wahlendezeichen in Ortsnetzen mit Steuerspannung

In Ortsnetzen, in denen das Kriterium Spannung an b zur Umsteuerung von Heben auf Drehen in den Wählern benötigt wird, kann dasselbe Kennzeichen nicht für die Fernkennzeichnung der OFLW verwendet werden. Außerdem liegt in diesen Ortsnetzen das Relais, das die Steuerspannung aufnehmen soll, mit Erde an b, so daß auch das Wahlendezeichen nicht mehr nach dem vorher beschriebenen Verfahren als Fernkennzeichen-Rückmeldung vom OFLW ausgesandt werden kann.

Übergangsweise wird als Fernkennzeichen eine Pluspannung 60 V gegen Erde an b aus einer besonderen Stromquelle nach Aufnahme des Wahlendezeichens vom Fernamt, von der Übertragung oder dem Zählimpulsgeber während der Wahl der letzten Ziffer an den b-Ast angeschaltet. Als Kennzeichen dafür, daß die Wahl zu Ende ist, wird das Fehlen von Erde (Erdlücke) an b während des Drehens des OFLW verwertet.

In Abb. 17 ist auszugsweise die Schaltung für das Wahlendezeichen und das Fernkennzeichen in Ortsnetzen mit Steuerspannung im Prinzip dargestellt. Bei Wahl jeder Ziffer mit Ausnahme der letzten spricht in der Übertragung des F-Relais an, das die Erregung des Wahlenderelais B verhindert. Das J-Relais im OFLW wird durch die Steuerspannung nicht beeinflußt, da es durch einen Gleichrichter abgeriegelt ist. Bei der letzten Impulsserie ist im OFLW der b-Ast erdfrei, da u nach dem Heben geöffnet hat und der Gleichrichter vor dem

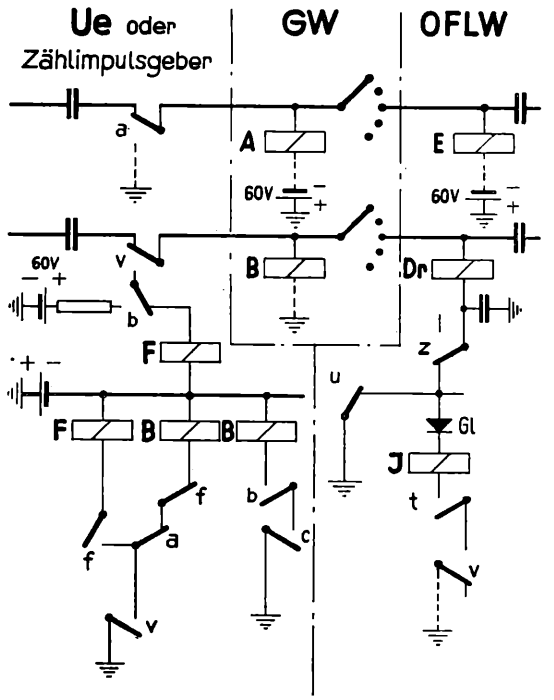


Abb. 17. Fernkennzeichen und Wahlendezeichen in Ortsnetzen mit Steuerspannung

J-Relais die Erde, die über v und t an das J-Relais angelegt wird, abschirmt. Die „Erdlücke" während des Drehens des OFLW bewirkt, daß F in der Übertragung nicht ansprechen kann; dadurch wird das Wahlenderelais B nach Abfall des Impulsrelais A in der Übertragung erregt, das mit seinem b-Kontakt + 60 V an den b-Ast als Fernkennzeichen anlegt. Im OFLW spricht darauf J an, da der Gleichrichter eine Plusspannung durchläßt. Durch J wird der OFLW fernmäßig eingestellt.

Die Technik mit „Erdlücke" ist bei alten Leitungswählern der Systeme 22, 27, 29 und 40 anwendbar. Sie gestattet, mit mäßigen Abänderungen trotz Beibehaltung der Steuerspannung, ein Wahlendezeichen einzuführen.

b) Ortsnetze mit alten Schaltkennzeichen

In Bereichen mit Schnellverkehr wird für die Schnellamtsschaltungen das alte Beginnzeichen „Erde an a" bei ortsmäßiger Einstellung des OFLW vorübergehend noch benötigt. Gleichzeitig muß jedoch zusätzlich für den vorläufigen Selbstwählferndienst Spannung an b als Beginnzeichen und als Zählspannung angeschaltet werden (Abb. 18).

Bei fernmäßiger Einstellung steuert der OFLW die Schlußlampe in Fernämtern der Bauart ZB 27 und 36

zwar genau so wie bei Regelkennzeichen unmittelbar; es bestehen jedoch folgende Unterschiede:

1. Am a-Ast bleibt die Spannung über das E-Relais sowohl während des Gespräches als auch nach dem Gespräch angeschaltet.
2. Das Beginnzeichen wird durch Wegnahme der Erde an b gegeben.

   Wenn aber die ankommende Übertragung den OFLW fernmäßig einstellt, so sendet dieser bei Gesprächsbeginn zusätzlich einen Spannungsimpuls an b von etwa 150 ms Dauer. Das ferne Fernamt

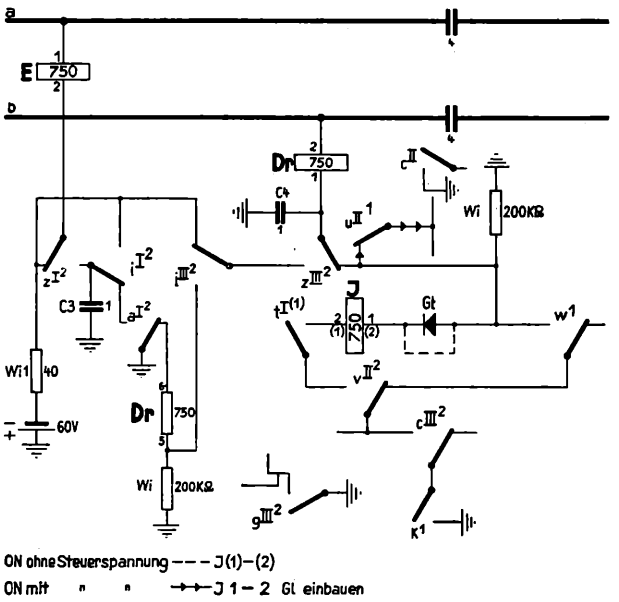


Abb. 18. Auszug der OFLW-Schaltung für Ortsnetze mit alten Schaltkennzeichen

kann sich jetzt auch beim Aufbau der Verbindung über abgeriegelte Leitungen aufschalten und nachrufen.

3. Während des Gespräches liegt am b-Ast Fritterde.
4. Nach dem Gespräch wird Dauererde an b angeschaltet.

Bei ortsmäßiger Einstellung des OFLW vom Fernamt werden zur Steuerung der Schlußlampen, wie bei alten Schaltkennzeichen üblich, Anpassungsübertragungen benötigt.

c) Ortsnetze mit Regelkennzeichen

Wenn der OFLW 50 neben Leitungswählern mit Regelkennzeichen in demselben Ortsnetz betrieben werden soll, ist der OFLW nach Abb. 19 zu schalten.

Bei fernmäßiger Einstellung des OFLW sind die Schaltkennzeichen dieselben, wie wenn er für alte Schaltkennzeichen geschaltet wäre. Dabei kann jedoch auf Wunsch die Schlußlampe beim örtlichen Fernamt (Bauart ZB 27, 36 u. ä.) durch Anlegen von Flackererde an Stelle von Dauererde auch flackernd zum Aufleuchten gebracht werden. Unter Umständen ist es von Vorteil, wenn das flackernde Schlußzeichen der Fernbeamtin anzeigt, daß sie über einen OFLW verbunden ist, der das Nachrufen gestattet. Allerdings sind jetzt betriebliche oder schaltungstechnische Maßnahmen im Fernamt erforderlich, wenn der Gesprächszeitmesser bei flackerndem Schlußzeichen selbsttätig ausgeschaltet werden soll.

Bei ortsmäßiger Einstellung gibt der OFLW dieselben Schaltkennzeichen ab wie der LW 40. Das Schlußzeichen am Ende des Gespräches kann jedoch auch Flackerzeichen sein.

6. Umsteuerwähler

In derselben Art wie im System 40 [4] werden auch im System 50 Umsteuerwähler in Teilämtern verwendet. Sie nehmen schaltungstechnisch die Stelle eines I. GW ein. Der Umsteuerwähler für zwei Richtungen erhält die Bezeichnung UW 50/1 und derjenige für drei Richtungen UW 50/2. Aufbaumäßig sind die

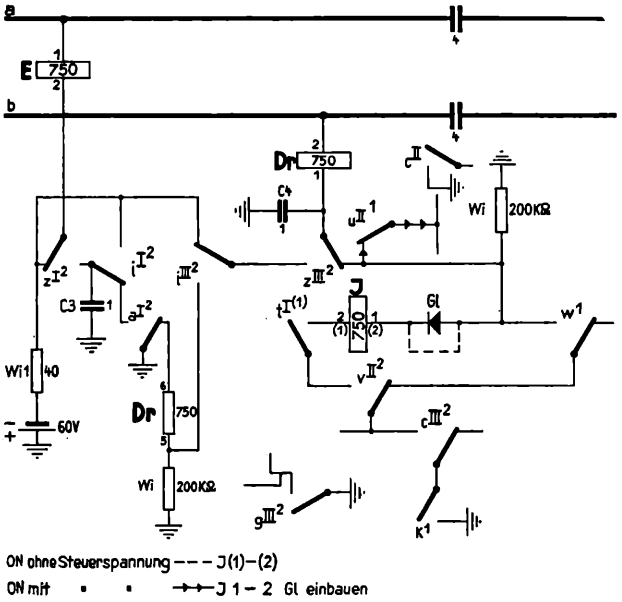


Abb. 19. Auszug der OFLW-Schaltung für Ortsnetze mit Regelkennzeichen

Umsteuerwähler zu je drei in einem Rahmen zusammengefaßt. Der Aufwand beträgt je nach den Anforderungen für die Umsteuerung neben Drosseln, Kondensatoren und Widerständen 10 bis 13 Relais und 2 Drehwähler.

In Abb. 20 ist der Umsteuerwähler 50/1 für zwei Umsteuerrichtungen dargestellt. An Stelle der Kondensatorkette wird bei Lieferungen ab 1952 eine Anordnung mit Ortsleitungsübertrager nach Abb. 7 verwendet.

Die Arbeitsweise ist grundsätzlich dieselbe wie beim Umsteuerwähler 40. Es sollen deshalb nur die wichtigsten Einstellvorgänge erörtert und die durch das System 50 bedingten Schaltungsänderungen näher beschrieben werden, soweit die Schaltung nicht mit derjenigen des I. GW übereinstimmt.

a) Verbindungsaufbau in der Hauptrichtung

Bei der Belegung durch den I. VW sprechen die Relais A, C und R an. Der Drehwähler D dreht im Wechselspiel mit T und wählt aus dem Leitungsbündel der Hauptrichtung eine freie Leitung aus. Beim Prüfen sprechen P und P 1 an. Der $p\,1^{III}2$-Kontakt schaltet das Wählzeichen an, das über das A-Relais zum Teilnehmer übertragen wird. Bei der Wahl werden über den $a^{I}2$-Kontakt die folgenden Wähler in der Hauptrichtung eingestellt. Gleichzeitig wird über den $a^{I}1$-Kontakt der Dm-Drehwähler als Mitläufer betätigt.

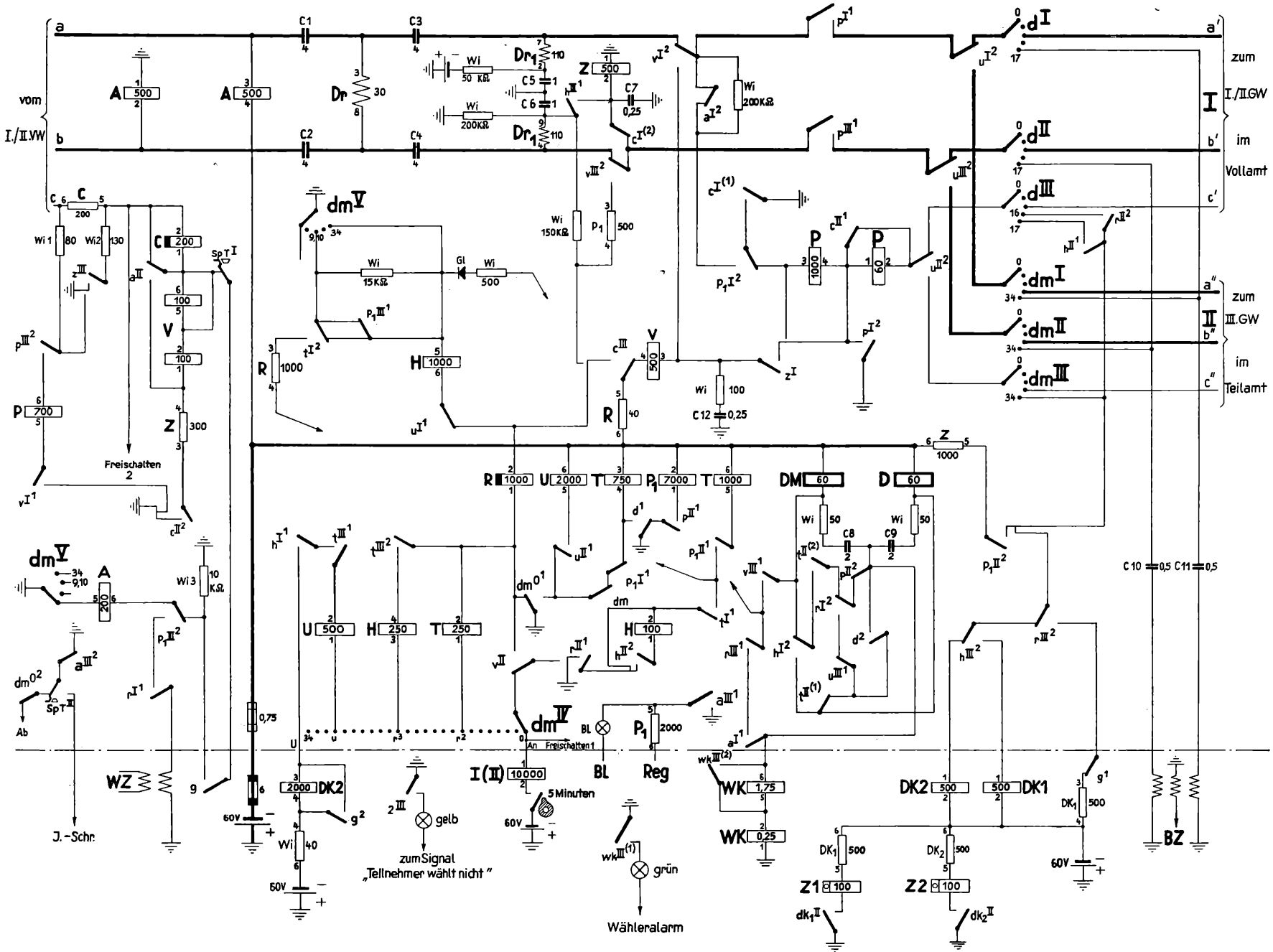


Abb. 20. Umsteuerwähler 50 für 2 Richtungen

$a^{I}1$ gibt die Impulse auf den DM-Magneten invers, um unnützes Drehen bei Belegungen ohne Wahl (z. B. bei Störungen auf der Teilnehmerleitung) zu verhindern. V wird bei jeder Impulsreihe erregt. Beim Aufbau einer Verbindung über die Hauptrichtung fällt R nach Wahl der ersten, zweiten oder dritten Ziffer ab und trennt den Stromweg für DM durch $r^{III}1$ auf. Die weiteren Stromstoßreihen stellen nur die Wähler der Hauptrichtung ein.

Wird ein abgehendes Ferngespräch geführt, so spricht bei Wahl der Verkehrsausscheidungsziffer 9 oder 0 H 1000 über den dm-V-Arm an. Der $h^{III}1$-Kontakt schaltet dann Z für die Aufnahme der Zählimpulse während des Gespräches an die b-Ader an. Um zu verhindern, daß zusätzliche Impulse (z. B. Klopfen auf die Gabel) nach Wahl von 9 oder 0 Dm aus der Stellung 9 oder 10 weiterschalten und damit H wieder zum Abfall bringen können, wird der DM-Magnet über Schaltarm dm V, Gleichrichter, 500-Ohm-Widerstand und $v^{III}1$-Kontakt bis zum Abfall von V gehalten.

Sind alle Ausgänge zum Vollamt belegt, fallen die dieser Richtung zugeordneten Abschalterelais ab. P kann dann nach der Belegung des Umsteuerwählers über Schaltarm d III, Schritt 16, $r^{II}2$, $p\,1^{II}2$, $r^{III}2$ und den 500-Ohm-Widerstand, der durch den g 1-Kontakt angeschaltet wurde, aufprüfen. P und P 1 sprechen an. Der $p\,1^{II}2$-Kontakt schaltet den Prüfstromkreis vom gemeinsamen 500-Ohm-Widerstand auf den internen Z 1000-Ohm-Widerstand um. Der Teilnehmer hört jetzt das Wählzeichen und wird versuchen, die gewünschte Verbindung aufzubauen. Sobald der Umsteuerwähler aus den gewählten Ziffern erkennen kann, daß die Verbindung über die Hauptrichtung führen soll, fallen R und als Folge davon auch P und P 1 ab. Dm dreht nun auf Schritt 9/10 oder 34 je nach der Einstellung von Dm bei Abfall von R. Darauf wird H über dm V erregt. D macht einen Schritt und prüft auf das DK_1-Relais auf. DK_1, P und P_1 sprechen an. DK_1 fällt jedoch nach dem Anziehen von P_1 wieder ab. Über den dk_1-Kontakt erhält der Durchdrehzähler Z_1 während der Betätigung von DK_1 einen Impuls und schaltet einen Schritt weiter. Über die a- und b-Schaltarme des D-Wählers wird das Besetztzeichen zum Teilnehmer übertragen.

Beim Auslösen bleibt D auf dem vorher belegten Schritt stehen, während Dm in die Nullstellung läuft.

b) Wahl in der Umsteuerrichtung

Nach Wahl der ersten Umsteuerkennziffer (Kennzahl dreiziffrig) spricht T 250 über den Arm dm IV an. R wird während der Wählpause über die T 250-Ohm-Wicklung gehalten. Mit Wahl der zweiten Ziffer gelangt der Wähler auf die Stellung r_3. H spricht an und hält sich ebenso wie T über eine Zweitwicklung. Nach Wahl der dritten Ziffer spricht U 500 an. u-Kontakte schalten jetzt von den a-, b- und c-Armen des D-Wählers auf die entsprechenden Schaltarme des Dm-Wählers um. Die Relais P, P_1, H, T und R fallen hierauf ab, während sich U über die Wicklung 2000 und seinen $u^{III}1$-Kontakt weiter hält. Die in der Hauptrichtung eingestellten Wähler werden freigegeben. Dm dreht darauf im Wechselspiel mit T und belegt eine freie Leitung der Umsteuerrichtung. P und P_1 sprechen wieder an und schalten die Sprechadern durch. Die weiteren Wählimpulse stellen die folgenden Wähler der Umsteuerrichtung ein.

Sind alle Leitungen belegt, wird die Verbindung weiter über das Vollamt aufgebaut, da die Abschalterelais der Umsteuerrichtung abgefallen sind und U über die 2000 Ohm des DK_2-Relais nicht ansprechen kann. DK_2 wird jedoch erregt und schaltet den Durchdrehzähler Z_2 um einen Schritt weiter. Nach Abfall von H und T fallen auch DK_2 und Z_2 wieder ab. Die Verbindung geht in diesem Falle nicht verloren, sondern wird, allerdings als Umwegverbindung, über das Vollamt abgewickelt.

Soll bei Wahl der Umsteuerkennzahl auch dann umgesteuert werden, wenn alle Leitungen der Umsteuerrichtung belegt sind, dann wird die U 500-Ohm-Wicklung über die $t^{III}1$- und $h^{I}1$-Kontakte an den c^{III}-Kontakt angeschaltet. Nach dem Ansprechen von U dreht jetzt DM auf den Schritt 34. Der Teilnehmer erhält das Besetztzeichen. Über den Schaltarm dm^{III} spricht DK_2 an und schaltet den Durchdrehzähler um einen Schritt weiter. Für die Umsteuerrichtung werden in diesem Falle keine Abschalterelais benötigt.

7. Stromstoßübertragung

In Teilämtern mit geringem Intern- oder Querverbindungsverkehr werden an Stelle der Umsteuerwähler Stromstoßübertragungen verwendet. Eine Verbindung zwischen zwei Anschlüssen des Teilamtes verläuft dann über das Vollamt und belegt eine abgehende und eine ankommende Verbindungsleitung.

Die Stromstoßübertragung 50 besteht aus 6 Relais, einem Wählerrelais, einem Ortsleitungsübertrager, einer Drossel, mehreren Kondensatoren und Widerständen. Diese Bauteile sind in einer 2×18teiligen Relaisschiene untergebracht.

In Abb. 21 ist die Schaltung dargestellt. Dabei ist zu beachten, daß die Kontakte des Wählerrelais, die vom Anker betätigt werden, also bei jedem Schritt schließen, mit wr bezeichnet sind, während sich die Kontakte, die von den Nockenscheiben umgelegt werden, durch große Buchstaben WR und durch Angabe der Arbeitslage (strichliert) unterscheiden.

Das E-Relais ist im Ruhezustand über das C-Relais und über Spannung des I./II. GW im Vollamt angezogen. Bei der Belegung sprechen zuerst A, dann C, V und P an. Über die $v^{I}2$-, $WR^{II}1$-, $a^{III}1$- und e^{II}-Kontakte wird der Magnet des Wählerrelais erregt. Das Wählerrelais macht einen Schritt; der Anker des Wählerrelais bleibt angezogen. Über $wr^{II}2$ und $e^{III}2$ wird das Wählzeichen angeschaltet, das über die Wicklungen des Ortsleitungsübertragers zum Teilnehmer gelangt. Um den Einfluß von Nebenschlüssen und Unsymmetrien der nachfolgenden Schaltglieder während der Übermittlung des Wählzeichens von der Stromstoßübertragung fernzuhalten, trennen die v^{II}- und $v^{III}2$-Kontakte die a- und b-Adern auf. Über $WR^{I}2$ und p^{I} wird der I./II. GW im Vollamt gegebenenfalls über eine Übertragung für zweiadrigen Verkehr belegt. Die E 15 000-Ohm-Wicklung ist bereits beim 1. Schritt des Wählerrelais stromlos geworden. E hält sich jedoch über die 2000-Ohm-Wicklung und die $e^{III}1$- und $v^{I}2$-Kontakte weiter.

Bei Wahl der ersten Ziffer folgt das Wählerrelais über den $a^{III}1$-Kontakt den Impulsen. Über $WR^{III}2$ wird die

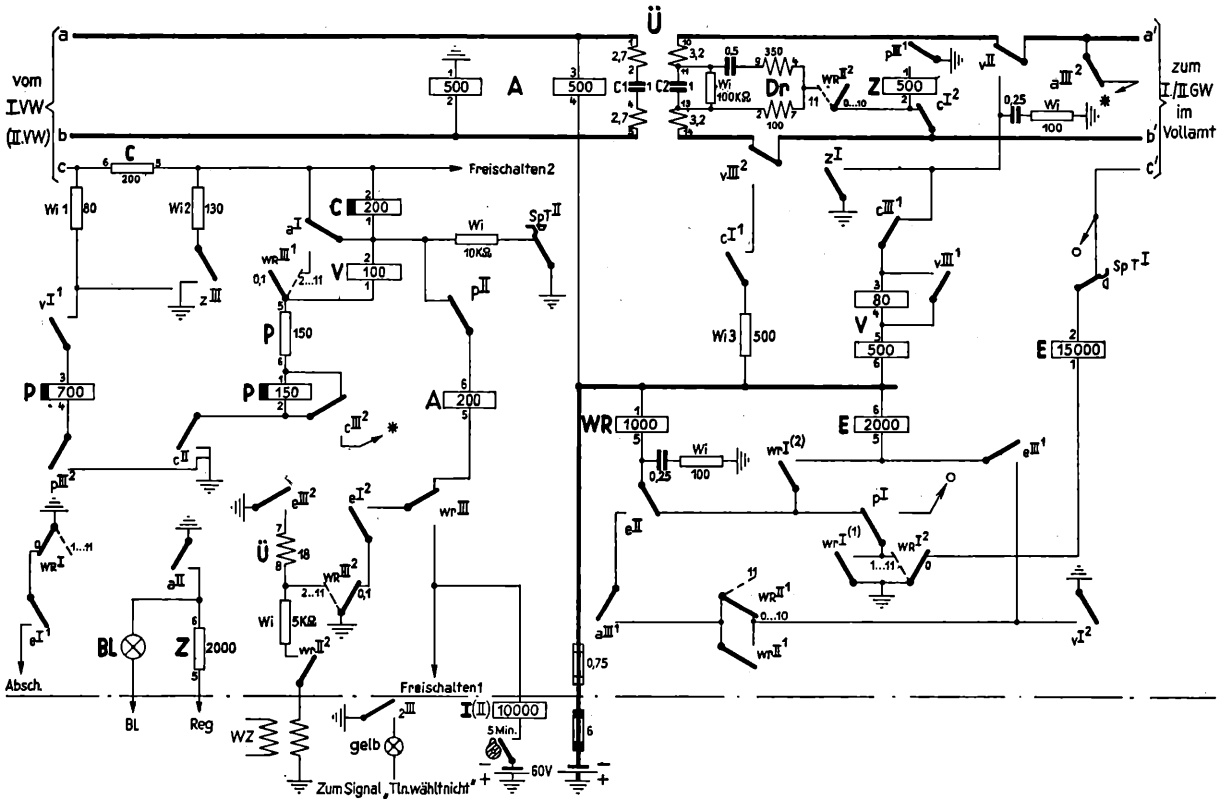


Abb. 21. Stromstoßübertragung 50

Übertragerwicklung für das Wählzeichen kurzgeschlossen, bis am Ende der ersten Impulsreihe $e^{III}2$ das Wählzeichen endgültig abtrennt. Der $a^{III}2$-Kontakt gibt die Impulse zum Vollamt weiter und a^{I} schließt V über $WR^{III}1$ impulsweise kurz. V fällt nach jeder Impulsreihe ab. In Ortsnetzen, in denen Steuerspannung noch benötigt wird, legt $v^{III}2$ über 500 Ohm Spannung an b; in den übrigen Ortsnetzen wird die Steuerspannung abgetrennt.

Ist die Verkehrsausscheidungsziffer 0 gewählt worden, so legt das Wählerrelais auf Schritt 11 über den Kontakt $WR^{II}2$ das Z-Relais an den b-Ast an. Benötigt man außerdem noch als Verkehrsausscheidungsziffer 9, so wird die Nockenscheibe II durch eine andere ersetzt, die zusätzlich auf Schritt 10 den $WR^{II}2$-Kontakt schließt. Um zu verhindern, daß durch Klopfen auf die Gabel nach Wahl der Verkehrsausscheidungsziffer das Wählerrelais weiterdrehen und somit das Z-Relais von der b-Ader wieder abtrennen kann, wird durch den $WR^{II}1$-Kontakt auf Schritt 11 der Stromweg zum WR-Magneten unterbrochen.

Nach der ersten Impulsreihe fällt V ab und als Folge davon auch E. Bei den folgenden Stromstoßreihen erhält das Wählerrelais keine Impulse mehr.

Bei Zählung während des Gespräches gelangen die abgeflachten Zählimpulse über den Mittelpunkt des Übertragers, die 100-Ohm-Wicklung der Symmetriedrossel und den $WR^{II}2$-Kontakt auf das Z-Relais. Die Zählimpulse werden über z^{III} zum I. VW weitergegeben.

Sobald der Rufende den Hörer auflegt, fällt A ab. Über a^{I} wird C kurzgeschlossen. C fällt ab und V spricht an. Der I. VW wird vorübergehend über $v^{I}1$, P 700, $p^{III}2$ und c^{II} gehalten. Bei zählpflichtigen Ortsverbindungen spricht Z über die Zählspannung im OFLW an. Die Länge des Zählimpulses wird durch die Abfallzeit von P begrenzt. Der I./II. GW im Vollamt löst aus, sobald P durch Kurzschluß abfällt und p^{I} die Erde vom c-Ast wegnimmt. Wie beim I. GW 50 bleibt V während des Zählimpulses durch z^{I} unter Strom und trennt so die a- und b-Äste auf. Dadurch wird verhindert, daß bei Verwendung von Gebührenanzeigern mit 16-kHz-Zählung Störimpulse an das andere Ende der Verbindung gelangen.

Nach dem Abfall von P läuft das Wählerrelais mit E und dem eigenen Unterbrecherkontakt $wr^{I}2$ in die Ruhestellung. Erst jetzt kann die Stromstoßübertragung wieder belegt werden.

V. Schlußwort und Ausblick

Das Fernsprechwählsystem 50 für den Ortsdienst verwirklicht die schaltungstechnischen Grundsätze, welche für ein einfaches, leistungsfähiges Landesfernwahlsystem Voraussetzung sind. Darüber hinaus erfüllt es alle Betriebsbedingungen, die im Laufe der Zeit als wünschenswert erkannt worden sind. Schließlich setzt es der weiteren Entwicklung keine engen schaltungstechnischen Grenzen.

Im System 50 mußten noch die bisher üblichen Wähler mit Schrittschaltantrieb verwendet werden. Bald jedoch wird es möglich sein, die Schaltungen nach den für das System 50 geschaffenen Grundlagen mit neuen leistungsfähigeren Wählertypen zu verwirklichen.

Schrifttumsnachweis

[1] R. Führer, Planungsgrundlagen für eine Landesfernwahl in Deutschland. FTZ 3 (1950), S. 1.
[2] —, Stoßfreie Zeichenübertragung in Fernsprechstromkreisen. FTZ 2 (1949), S. 135.
[3] —, Fernamtsansage. FTZ 2 (1949), S. 81.
[4] E. Stutius, Das Fernsprechwählsystem 40. TFT 32 (1943), S. 231.

(Eingeg.: 23. Nov. 1951)

Sonderdruck

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 3/4, MÄRZ/APRIL 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Übertragungseigenschaften der V 60-Trägerfrequenzgeräte

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **F. Ring**, Darmstadt

Mit 13 Abbildungen

DK 621.392.2 : 621.395.44

Die wesentlichen übertragungstechnischen Forderungen des Pflichtenhefts für die V 60-Trägerfrequenzgeräte werden diskutiert. Übertragungsversuche zeigten eine gute Übereinstimmung der Meßergebnisse mit den berechneten Werten.

A. Das Tf-System V 60 für symmetrische Kabelleitungen

Das V 60-System wurde als Weitverkehrssystem für symmetrische Kabelleitungen entwickelt, das den CCIF-Empfehlungen genügen soll. Nachdem die Ausnutzbarkeit der symmetrischen Tf-Fernkabel bis zu 250 kHz gesichert erschien, ergab sich die Verwendung eines 60-Kanalsystems im Frequenzbereich 12 ... 252 kHz (d. h. fünf 12-Kanalgruppen A bis E in den Bereichen 12 ... 60 ... 108 ... 156 ... 204 ... 252 kHz, alle Gruppen in Kehrlage) als zweckmäßigste Lösung. Falls gelegentlich kleinere Bündel zu schalten sind, ist eine Auftrennung des 60-Kanalsystems durch Weichen möglich.

Die Forderung nach guter Zusammenarbeit des V 60-Systems mit dem CCIF-Koaxialsystem und der Wunsch, die V 60-Endeinrichtungen auch für die Endämter des Koaxialsystems zu verwenden, führten bei dem von den Firmen AEG, Mix & Genest sowie Siemens & Halske gelieferten „Vorgruppensystem" zu dem in dem Aufsatz [1] bereits ausführlich beschriebenen Systemaufbau. Wie beim Koaxialsystem werden zunächst die fünf Grundgruppen (60 ... 108 kHz) in das Frequenzband der Grundübergruppe (312 ... 552 kHz) verlagert und dann durch eine Übergruppenumsetzung in das übertragene Band (12 ... 252 kHz) umgesetzt. Bis auf die letzte Umsetzerstufe besteht kein Unterschied zwischen Endstellen für symmetrische und koaxiale Tf-Kabel; auch die Durchschaltung von 12- oder 60-Kanalgruppen aus dem V 60-System in das Koaxialsystem bereitet keine Schwierigkeiten. Das von der Firma Felten & Guilleaume Fernmeldeanlagen in Anlehnung an die Bauweise der Philips 48-Kanalgeräte [8] entwickelte „Vormodulationssystem" benutzt eine 12-Kanalgruppe 276 ... 324 kHz und baut dann unmittelbar das übertragene Band 12 ... 252 kHz auf. Falls erforderlich, erhält man auch hier über einen Übergruppenumsetzer die Grundübergruppe (312 ... 552 kHz) des Koaxialsystems.

Die ersten Baumuster der neuen V 60-Endstellen und Zwischenverstärker wurden auf einer Versuchsstrecke Frankfurt a. Main—Mannheim erprobt. Mit Zwischenämtern in Erzhausen, Hahn und Lorsch ergaben sich vier fast gleichlange Verstärkerfelder von je 19,7 km Länge und einer Verstärkerfelddämpfung $b_{252} \approx 6{,}4$ N.

Jede Lieferfirma baute eine V 60-Endstelle auf und rüstete die beiden Stämme eines Vierers des 24paarigen Tf-Kabels mit Zwischenverstärkern aus. Für einzelne Messungen konnten sämtliche Versuchsschleifen in Reihe geschaltet werden.

Alle Abnahmemessungen und die anschließenden besonderen Versuche zur Klärung einiger übertragungstechnischer Fragen (lineare Addition der Klirrspannungen, Verhalten der Verstärker bei Belastung bis zur Aussteuerungsgrenze) wurden vom Fernmeldetechnischen Zentralamt gemeinsam mit den Lieferfirmen durchgeführt.

B. Für den Entwurf des Pflichtenheftes wesentliche CCIF-Empfehlungen

1. Frequenzplan

Das CCIF hat für 60fach-Systeme, deren Zusammenarbeiten mit Koaxialsystemen in Betracht kommt, den beim V 60-System angewendeten Frequenzplan als einen von zwei vorläufig zur Auswahl gestellten Frequenzplänen empfohlen.

2. Zulässige Geräuschspannung

Da sich bei der Hintereinanderschaltung mehrerer Leitungsabschnitte die Geräuschleistungen der Teilabschnitte addieren und andere Störungen, z. B. die Laufzeit, Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen, Klirren im Tf-Kanal, bei Tf-Leitungen im allgemeinen hinreichend klein bleiben, wird die „Reichweite" eines Tf-Systems im wesentlichen durch die zulässige Geräuschspannung bestimmt [4, 14, 16]. Ganz allgemein gilt auch heute noch 5 mV Geräusch-EMK am Ende einer internationalen Verbindungsleitung zwischen zwei Endfernämtern bei einer Restdämpfung von 0,8 N als zulässig (also etwa 5,5 mV Geräuschspannung am rel. Pegel 0 N/600 Ohm = 5 N Geräuschabstand). Bei einer 2500 km langen Tf-Leitung auf symmetrischen Kabeladern mit einer Restdämpfung von 0,8 N soll nach der CCIF-Empfehlung die Geräusch-EMK < 2 mV sein (Geräuschspannung 2,2 mV am rel. Pegel 0 N/600 Ohm).

Nimmt man eine ungefähr gleichmäßige Verteilung der Störleistung über die gesamte Kanalbreite an, was z. B. für das durch Wärme- und Röhrenrauschen verursachte Grundgeräusch sehr genau zutrifft, so ist die über das Bewertungsfilter des Geräuschspannungsmessers gemessene Geräuschspannung etwa 0,3 N kleiner als der ohne dieses Filter gemessene, meist als Fremdspannung bezeichnete Effektivwert der Störspannung.

Für die Entwicklung eines Tf-Systems muß bekannt sein, welchen Beitrag zur Gesamtstörleistung die einzelnen Systemteile, z. B. Endstellen, Leitungsabschnitte, zwischengeschaltete Gruppenumsetzer usw. liefern dürfen. Angaben hierüber sind in einer neuen CCIF-

Empfehlung (Florenz 1951) enthalten, die sich zunächst nur auf ein Koaxialsystem von 2500 km Länge und genau angegebenem Aufbau bezieht. Im Zuge der 2500 km langen Leitung des Bezugssystems werden 6 Kanalumsetzer-, 12 Gruppenumsetzer- und 18 Übergruppenumsetzerstufen durchlaufen. Da man die Gesamtstörleistung als Summe der in den einzelnen Leitungsabschnitten, Umsetzern usw. erzeugten Störleistungen erhält, ist es zweckmäßig, mit der „Störleistung am rel. Pegel 0" zu rechnen, was bequemer ist als die quadratische Addition beim Rechnen mit der Störspannung.

Die zulässige Störspannung von 2,2 mV am rel. Pegel 0 N/600 Ohm entspricht einer Störleistung von etwa 8000 pW und kann z. B. als Mittelwert während der Hauptverkehrsstunde gemessen werden. In der neuen CCIF-Empfehlung wird auch noch die statistische Verteilung der Störspannung berücksichtigt und gefordert, daß eine Störleistung von 10 000 pW am rel. Pegel 0 während der Hauptverkehrsstunde nur mit einer Wahrscheinlichkeit von 1 % überschritten werden darf, was mit der bisherigen Festlegung ziemlich gut übereinstimmt.

Diese zulässige Geräuschleistung von 10 000 pW am rel. Pegel 0 kann nun auf die einzelnen Systemteile aufgeteilt werden; dabei werden 7500 pW der 2500 km langen Leitung, die restlichen 2500 pW den Modulationseinrichtungen zugebilligt. Eine 1000 km lange Leitung darf also 3000 pW zum Gesamtgeräusch beitragen, und man kann einfach mit einer zulässigen Geräuschleistung von 3 pW/km rechnen.

Die gleiche Betrachtungsweise soll auch auf symmetrische Systeme ausgedehnt werden, wobei zu den beim Koaxialsystem zu berücksichtigenden Störungen durch das Grundgeräusch (Wärme- und Röhrenrausch) und das Klirrgeräusch (nichtlineares Nebensprechen) auch noch das Nebensprechgeräusch (Nebensprechkopplungen zu den übrigen Adern des Kabels) hinzukommt, das bei Koaxialkabeln im allgemeinen keine Rolle spielt. Die Aufteilung der zulässigen Geräuschleistung auf die genannten Geräuschursachen soll zwar nicht genau festgelegt werden, es wird aber für die Entwicklung der Tf-Geräte und Kabel zweckmäßig sein, mit etwa gleichen Anteilen, also je 1 pW/km am rel. Pegel 0 (20 pW für ein V 60-Verstärkerfeld) für das Grundgeräusch, das Klirrgeräusch und das Nebensprechgeräusch zu rechnen.

Für die Endstellen kann man in Analogie zu dem bereits genannten Bezugssystem für Koaxialleitungen etwa annehmen, daß die 2500 km lange Tf-Leitung aus drei Abschnitten mit Demodulation bis zur Nf und einigen zusätzlichen Gruppenumsetzerstufen besteht. Da insgesamt 2500 pW für die Modulationseinrichtungen zulässig sind, wird im folgenden mit einem Geräuschbeitrag von je 600 pW für eine Endstelle (Sende- und Empfangsteil) gerechnet; es bleibt dann noch eine Reserve von 700 pW für zusätzliche Gruppenumsetzungen usw.

3. Restdämpfungstoleranz

Für internationale Fernleitungen ist ein CCIF-Toleranzschema festgelegt worden, das die wirksame Übertragung eines Frequenzbandes von 300 ... 3400 Hz fordert.

Da eine solche Leitung auch aus mehreren Tf-Leitungsabschnitten zusammengesetzt sein kann und die Kanalfilter aller Tf-Systeme im Durchlaßbereich ungefähr die gleichen Dämpfungsverzerrungen zeigen, wird man mit einer sehr weitgehenden systematischen Addition der Restdämpfungsverzerrungen sämtlicher Teilabschnitte rechnen müssen. Auch bei der trägerfrequenten Durchschaltung von 12-Kanalgruppen können durch die Gruppendurchschaltefilter zusätzliche Verzerrungen in den beiden Randkanälen auftreten. Für die Dämpfungsverzerrung eines einzelnen Kanalfilters steht also nur ein kleiner Bruchteil des Toleranzschemas zur Verfügung. (Vgl. Abschn. G 2.)

C. Grundgeräusch (Wärme- und Röhrenrauschen) der Tf-Kanäle

1. Berechnung des Geräuschpegels

Die Reichweite eines Tf-Systems wird vor allem durch den relativen Kanalsendepegel der Zwischenverstärker und die Verstärkerfelddämpfung bestimmt [14, 4]. Die physikalisch gegebene thermische Rauschspannung am Verstärkereingang jedes Zwischenverstärkers liefert einen Beitrag zum Grundgeräusch, der vom Verhältnis des Nutzpegels zum Rauschpegel am Verstärkereingang abhängt.

Für das V 60-System wurden die für das 24-Kanalsystem mit den Gruppen A und B bereits bestehenden CCIF-Empfehlungen übernommen, nach denen Verstärkerfelddämpfungen von 6,5 N, in Ausnahmefällen bis zu 7 N bei einem relativen Kanalsendepegel der Zwischenverstärker von + 0,5 N zulässig sind.

Der Geräuschbeitrag eines Verstärkers ergibt sich dann aus folgender Berechnung [4, 15]:

Die Rauschleistung eines Ohmschen Widerstands bei Zimmertemperatur ist

$$N_R = 1{,}6 \cdot 10^{-20} \cdot \Delta f \text{ Watt.}$$

Hier ist Δf die Durchlaßbreite eines Tf-Kanalfilters, also etwa 3300 Hz. Der rauschende Widerstand am Verstärkereingang beträgt 75 Ohm und ergibt sich aus der Parallelschaltung der Tf-Leitung (im Verstärkeramt Z = 150 Ohm) und des Verstärkereingangswiderstands, der ebenfalls 150 Ohm beträgt. Die Rauschspannung U_{R_0} am Verstärkereingang ist also

$$U_{R_0} = \sqrt{75 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-20} \cdot 3300} = 6{,}3 \cdot 10^{-8} \text{ Volt,}$$

was einem absoluten Wärmerauschpegel von —15,6 N am Verstärkereingang entspricht.

Da durch den Eingangsübertrager des Verstärkers der Leitungswiderstand auf mehrere kOhm hochübersetzt wird, macht sich der Schroteffekt der Eingangsröhre nur wenig bemerkbar. Bei normalen Röhren (C 3 m) mit 2 bis 3 kOhm äquivalentem Rauschwiderstand kann man mit einem kleinen Zuschlag von etwa 0,2 N zum rein thermischen Rauschen rechnen.

Die Verstärkung des eigentlichen Verstärkerteils eines Zwischenverstärkers muß etwas größer sein als die Verstärkerfelddämpfung von 6,5 bzw. 7,0 N, da noch eine zusätzliche Dämpfung von etwa 0,4 N durch die Fernleitungsübertrager und die Grunddämpfung der entzerrenden Eingangsschaltung des Verstärkers zu berücksichtigen ist. Der absolute Rauschpegel am Verstärkerausgang beträgt also: —15,6 + 0,2 + 0,4 + 6,5 = —8,5 N bei normalen und —8,0 N bei überlangen

Feldern. Bei einem relativen Kanalpegel am Verstärkerausgang von + 0,5 N ergibt sich ein Rauschabstand von 9,0 bzw. 8,5 N, d. h. eine Rauschleistung von 14 bzw. 40 pW am rel. Pegel 0, wenn man ein normales, Effektivwerte anzeigendes Meßgerät benutzt. Für die Messung mit dem Geräuschspannungsmesser errechnet man um 0,3 N kleinere Werte, d. h. eine Geräuschleistung von etwa 8 pW am rel. Pegel 0 bei normalen, 22 pW bei überlangen Feldern.
Das volle Grundgeräusch tritt nur in den Kanälen an der oberen Frequenzbandgrenze auf. Da ein Teil der Dämpfungsverzerrung des Kabels im Gegenkopplungskreis der Verstärker entzerrt wird, erhält man in den unteren Gruppen ein wesentlich kleineres Grundgeräusch.

2. Meßergebnisse

Der Pegel des auf den Verstärkereingang bezogenen Wärme- und Röhrenrauschens wurde an sämtlichen Verstärkermustern unmittelbar gemessen. Zwischen den zu messenden Verstärker und den Empfangsteil einer Endstelle wurde noch ein Hilfsverstärker geschaltet und der um die Verstärkung dieses Hilfsverstärkers überhöhte Rauschpegel in den Kanälen der Endstelle gemessen. Über eine genaue Eichleitung wurde dann an den Eingang des zu messenden Verstärkers eine in den betreffenden Kanal fallende Meßfrequenz gelegt und deren Pegel so eingeregelt, daß der jetzt gemessene Nutzpegel um 3 N höher war als der vorher gemessene Rauschpegel. Die um 3 N erhöhte Ablesung der Eichleitung ergibt dann unmittelbar den Rauschpegel am Eingang des gemessenen Verstärkers, unabhängig von der Einstellung des Zusatzverstärkers und der Endstelle.
Bei allen Messungen ergab sich ein absoluter Rauschpegel von — 15,1 N ± 0,1 N (als Effektivwert je Kanal, bei psophometrischer Messung noch 0,3 N weniger). Bei Sendeverstärkern und bei ausgeschaltetem Vorentzerrer wurde fast der Wärmerauschpegel — 15,6 N erreicht. Es besteht also eine gute Übereinstimmung mit den theoretischen Überlegungen.
Das gleiche gilt auch für die Reihenschaltung mehrerer Verstärkerfelder und Versuchsschleifen. Rechnet man für die Versuchsstrecke mit der mittleren Verstärkerfelddämpfung von 6,4 N, so ist der Rauschpegel am Ausgang jedes Verstärkers — 15,1 + 6,4 = — 8,7 N bei einem relativen Kanalpegel von + 0,5 N. Der Rauschabstand beträgt also 9,2 N bei Effektivwertmessung bzw. 9,5 N bei Messung mit dem Geräuschspannungsmesser, was einem Geräuschbeitrag von 5,5 pW am rel. Pegel 0 entspricht.
Die bei verschiedenen Leitungslängen und unterschiedlichen Kombinationen der Versuchsschleifen gemessenen Grundgeräuschpegel in einem Kanal an der oberen Frequenzbandgrenze sind als Meßpunkte in Abb. 1 eingezeichnet. Alle Werte liegen innerhalb der zu erwartenden Meßgenauigkeit in der Nähe der eingezeichneten Geraden, die reiner Geräuschleistungsaddition über sämtliche Verstärkerfelder entspricht. Wie Abb. 2 zeigt, erhält man in den unteren Gruppen noch wesentlich kleinere Geräuschpegel.
Alle gemessenen Verstärker lieferten mit nur sehr geringer Streuung den normalen Rauschpegel, selbst wenn die benutzten Röhren verschiedenen Lieferungen entnommen wurden und in anderer Hinsicht kleine Unterschiede zeigten.

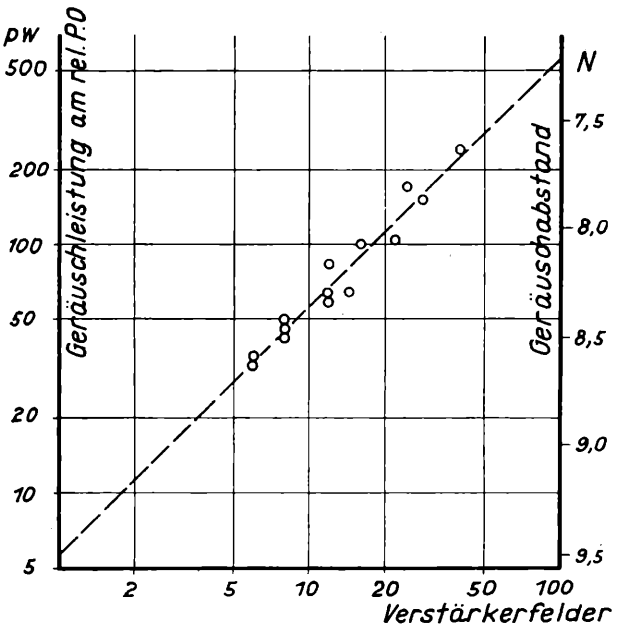


Abb. 1. Grundgeräusch eines V 60-Kanals in Abhängigkeit von der Zahl der Verstärkerfelder

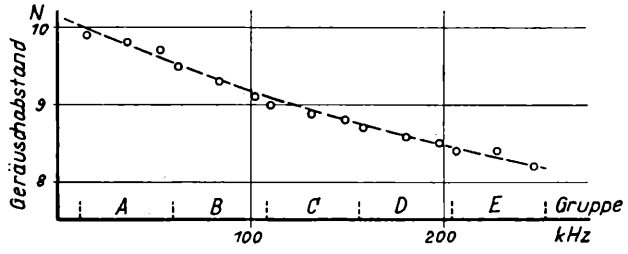


Abb. 2. Grundgeräusch in den Kanälen verschiedener Gruppen bei 12 Verstärkerfeldern

Auch bei mehrfachem Röhrentausch in der ersten Verstärkerstufe konnte meist keine wesentliche Änderung des Rauschpegels beobachtet werden. Man wird also damit rechnen können, daß das Rauschen der Tf-Strecken sehr konstant bleibt, und die zulässige Toleranz für dieses Grundgeräusch voll ausnutzen dürfen.
Bei Verstärkerfeldern von 6,4 N ergab sich nach den Meßergebnissen, Abb. 1, ein Geräuschbeitrag von 5,5 pW je Verstärkerfeld. Bei normalen Felddämpfungen von 6,5 N und 20 % überlangen Feldern von 7 N, was gleichmäßigen mittleren Feldern von 6,65 N entspricht, erhöht sich dieser Wert noch um 0,25 N auf 9 pW je Verstärkerfeld, während etwa 20 pW zulässig sind. Es besteht also noch eine Reserve von etwa 0,4 N für den Betrieb.
Verzichtet man auf diese Reserve, so können die Verstärkerfeldlängen entsprechend vergrößert oder der relative Kanalsendepegel herabgesetzt werden. (Vgl. Abschn. E 4.)

D. Klirrgeräusch (Nichtlineares Nebensprechen)

1. Ursachen des Klirrgeräuschs

Im Gegensatz zu dem durch das Wärme- und Röhrenrauschen verursachten Grundgeräusch hängt das Klirrgeräusch sehr stark von der Sprechbelastung des Tf-Systems ab, wird also besonders während der Hauptverkehrsstunde hervortreten. Zweckmäßig unterscheidet man bei Tf-Systemen folgende nichtlinearen Verzerrungsarten, die sämtlich zu einer gegenseitigen Störung der Tf-Kanäle führen:

Verzerrungen durch nichtlineare Kennlinien der Verstärkerröhren und Modulatoren (Kennlinienklirren).

Verzerrungen durch die magnetischen Eigenschaften der Übertrager (Eisenklirren).

Verzerrungen durch Überschreiten der Aussteuerungsgrenze der Tf-Zwischenverstärker (Übersteuerungsklirren).

Die Aussteuerungsgrenze eines Tf-Verstärkers, d. h. die ohne Übersteuerung der Endröhre erreichbare Ausgangsleistung, ist vor allem durch den Typ der Endröhre gegeben. Die Kennlinien- und Eisenverzerrungen können durch schaltungstechnische Maßnahmen, insbesondere durch starke Gegenkopplung, in weiten Grenzen verändert werden. Zur Kennzeichnung der Klirreigenschaften eines Verstärkers werden neben der Aussteuerungsgrenze meist die Klirrdämpfungen b_{k_2} und b_{k_3} der II. bzw. III. Harmonischen eines Meßtones von 1 mW am rel. Pegel 0 angegeben. Tf-Verstärker wird man zweckmäßig so dimensionieren, daß bei normaler Sprechbelastung noch kein merkliches Übersteuerungsklirren auftritt; auch das Eisenklirren sei hier zunächst als sehr klein angenommen.

2 Sprechleistung am relativen Pegel 0

Da die Klirrgeräuschleistung sehr stark von der Sprechbelastung des Tf-Systems abhängt, ist zunächst zu klären, mit welcher mittleren Sprechleistung je Kanal zu rechnen ist [4]. Verteilungskurven für das Sprechvolumen (zeitlicher Leistungsmittelwert) am rel. Pegel 0, d. h. also im Endfernamt beim Übergang auf die Fernleitung, finden sich z. B. bei Holbrook-Dixon [21] und Jacobsen [20]. Diese Meßergebnisse stimmen im wesentlichen mit Beobachtungen im deutschen Fernleitungsnetz überein (annähernd statistische Normalverteilung $-1{,}55 \pm 0{,}7$ N). Als Leistungsmittelwert bei sehr vielen Gesprächen entsprechend der angegebenen Volumenverteilung erhält man ein Sprechvolumen von etwa $-1{,}1$ N je Kanal bei kontinuierlichem Sprechen. Schon durch das abwechselnde Sprechen der beiden Teilnehmer wird aber die mittlere Sprechleistung halbiert. Die unvermeidlichen Wartezeiten bei der Gesprächsvorbereitung, die Gedankenpausen der Sprechenden usw. führen zu einer weiteren Herabsetzung der mittleren Sprechleistung. Der langzeitliche Mittelwert der Sprechleistung je Kanal am rel. Pegel 0 ist nur etwa $-1{,}8$ N.

Man kann aber erst bei sehr hohen Kanalzahlen, z. B. bei 960 Kanälen im Koaxialsystem, annehmen, daß sich die statistischen Schwankungen des Sprechvolumens der einzelnen Kanäle bei der Berechnung der Summenleistung aller Kanäle weitgehend ausgleichen. Da die Geräuschforderung (höchstens 10 000 pW am rel. Pegel 0 für 2500 km Leitung) während 99 % der Zeit in der Hauptverkehrsstunde eingehalten werden soll, muß man, wie auch schon Holbrook-Dixon [21], mit der äquivalenten Summenleistung rechnen, die mit 1 % Wahrscheinlichkeit erreicht wird, also etwas über dem langzeitlichen Mittelwert der Summenleistung liegt. Für ein 60-Kanalsystem erhält man nach [20] oder [21] eine Summenleistung von etwa $+0{,}8$ N, die mit nur 1 % Wahrscheinlichkeit überschritten wird.

Mit dieser Summenleistung von $P = +0{,}8\,N = 5$ mW am rel. Pegel 0 (1 mW je Zwölfkanalgruppe bzw. $\frac{1}{12}$ mW entsprechend 225 mV an 600 Ohm je Kanal) soll daher im folgenden gerechnet werden. Da die Volumenmessungen von Holbrook-Dixon/Jacobsen bereits einer recht hohen Systembelastung entsprechen und in der Literatur auch kleinere Werte genannt werden, erhält man mit der hier angenommenen Summenleistung eine gute Sicherheit bei der Berechnung der Klirr- und Nebensprechbedingungen.

3. Berechnung des Klirrgeräusches (Kennlinienklirren)

Die theoretischen Untersuchungen [15 ... 21] führen zu folgendem Ergebnis:

Bei normaler Verteilung der Sprechbelastung auf sämtliche Kanäle eines Tf-Systems größerer Kanalzahl hängt die Gesamtklirrleistung fast nur von der Summenleistung aller Kanäle ab. Im Klirrspektrum II. Ordnung wird der wesentliche Anteil der Störleistung von den Summen- und Differenzfrequenzen geliefert; im Klirrspektrum III. Ordnung bringen Kombinationsfrequenzen der Form $f_1 \pm f_2 \pm f_3$ den größten Leistungsbeitrag. Klirrspektren noch höherer Ordnung machen sich bei normalen Tf-Verstärkern erst beim Erreichen der Aussteuerungsgrenze bemerkbar und sind dann als Übersteuerungsklirren zu erfassen.

Ist $t_2 = e^{-2 \cdot b_{k_2}}$ und $t_3 = e^{-2 \cdot b_{k_3}}$ die Leistung der II. bzw. III. Harmonischen eines Meßtons von 1 mW am rel. Pegel 0, so erhält man (nach Brockbank-Wass [19]) eine Gesamtstörleistung II. Ordnung $T_2 = 4 \cdot t_2 \cdot P^2$ und eine Gesamtstörleistung III. Ordnung $T_3 = 24 \cdot t_3 \cdot P^3$, wobei P die Summenleistung aller Gespräche bedeutet.

Das Klirrspektrum II. Ordnung hat seine größte Dichte am unteren Frequenzbandende, die Klirrleistung III. Ordnung ist ziemlich gleichmäßig über das ganze Frequenzband verteilt. Ein merklicher Anteil der Klirrleistung fällt außerhalb des Nutzbandes.

Zur Berechnung der zulässigen Werte von b_{k_2} und b_{k_3} eines Tf-Zwischenverstärkers kann man z. B. annehmen, daß je die Hälfte der zulässigen Klirrleistung von etwa 20 pW für ein Verstärkerfeld von Verzerrungen II. bzw. III. Ordnung herrührt. Aus der Verteilungskurve der Klirrleistung II. Ordnung über das Frequenzband [19] ergibt sich, daß etwa $\frac{1}{75}$ der Gesamtklirrleistung II. Ordnung in das Band eines Kanals an der unteren Frequenzbandgrenze fällt; am oberen Frequenzbandende kann man mit einem um 0,35 N kleineren Klirrgeräuschpegel rechnen.

Mit der zulässigen Klirrleistung II. Ordnung von 10 pW $= 10^{-8}$ mW und der Summenleistung $P = 5$ mW erhält man dann:

$$10^{-8} = 4\, t_2 \cdot 5^2 \cdot \tfrac{1}{75}; \quad t_2 = 7{,}5 \cdot 10^{-9}\ \text{mW};$$

$$b_{k_2} = 81\ \text{db} = 9{,}35\ \text{N}.$$

Das gleiche Ergebnis erhält man auch nach der in [4] durchgeführten Betrachtungsweise. Die so berechnete Klirrdämpfungsforderung ist nur dann ausreichend, wenn sich die Vektoren der Klirrspannungen aufeinanderfolgender Verstärker infolge ihrer Phasenlage rein statistisch addieren, was bei den Summen- und Differenzfrequenzen auch im Bereich konstanter Gruppenlaufzeit im allgemeinen der Fall ist. Eine große Zahl von Klirrfrequenzen III. Ordnung, insbesondere

von der Form $f_1 \pm f_2 \pm f_3$, addiert sich aber phasengleich in aufeinanderfolgenden Verstärkern, wenn die Gruppenlaufzeit in dem betrachteten Frequenzbereich konstant ist [19, 20]. Bei n Verstärkerfeldern erhält man dann nicht die n-fache Klirrleistung, sondern die n-fache Klirrspannung, also eine n^2-fache Klirrleistung. Die Klirrdämpfungsbedingung für den Zwischenverstärker müßte dann noch um $\frac{1}{2} \cdot \ln n$ erhöht werden, bei einer 2500 km langen Tf-Leitung mit 130 Zwischenverstärkern also um 2,5 N.

Diese Forderung wäre aber sicherlich zu streng, da auf größere Entfernungen doch eine hinreichende Phasenverzerrung der an der Bildung der Kombinationsfrequenzen beteiligten Frequenzen zu beobachten ist. Bei dem CCIF-Koaxialkabelsystem ist es üblich, phasenverzerrende Gruppen- bzw. Übergruppenumsetzer oder Weichen in Abständen von etwa 500 km anzunehmen. Man erhält dann schon eine große Sicherheit, wenn man nur innerhalb dieser 500-km-Abschnitte mit der ungünstigen Klirrspannungsaddition, für die Hintereinanderschaltung der Abschnitte aber mit Klirrleistungsaddition rechnet. Für europäische Verhältnisse und innerhalb eines symmetrischen Tf-Kabelnetzes sind diese Abschnitte meist noch kleiner.

Zunächst soll wieder die zu fordernde Klirrdämpfung b_{k_3} für einen Zwischenverstärker unter Annahme einer zulässigen Klirrleistung III. Ordnung von 10 pW und einer Summenleistung P = 5 mW berechnet werden. Von der Gesamtklirrleistung III. Ordnung fällt etwa $_1\frac{1}{20}$ in das Frequenzband eines Kanals [19]. Es ist also:

$$10^{-8} = 24 \cdot t_3 \cdot 5^3 \cdot {}_1\tfrac{1}{20}; \quad t_3 = 4 \cdot 10^{-10}\,\text{mW};$$
$$b_{k_3} = 94\,\text{db} = 10{,}8\,\text{N}.$$

Dieser Wert von b_{k_3} ist noch um $\frac{1}{2} \cdot \ln 20 = 1{,}5$ N zu erhöhen, wenn man mit linearer Addition der Klirrspannungen über 20 Verstärkerfelder (400-km-Abschnitt) rechnen will. Da das Klirrgeräusch in einem Kanal psophometrisch zu messen ist, ermäßigen sich die berechneten b_k-Forderungen noch um

0,3 N auf $\quad b_{k_2} = 9{,}1$ N; $b_{k_3} = 10{,}5\,\text{N} + \frac{1}{2} \cdot \ln n$.

Mit diesen Werten erhält man eine sehr gute Sicherheit. In dem CCIF-Pflichtenheft für ein 24-Kanalsystem mit den Gruppen A und B werden z. B. $b_{k_2} = 8{,}1$ N und $b_{k_3} = 9{,}2$ N gefordert, während man nach den hier zugrunde gelegten Annahmen 8,5 N bzw. $9{,}5\,\text{N} + \frac{1}{2} \cdot \ln n$ verlangen müßte.

4. Eisenklirren

Das Frequenzband des V 60-Systems umfaßt über 4 Oktaven, was zu sehr hohen Anforderungen an die Fernleitungsübertrager und die Ausgangsübertrager der Verstärker führt. Eine große Windungszahl der Übertrager ist günstig, wenn man auch bei den tiefen Frequenzen noch eine hohe Induktivität und kleine Eisenverzerrungen erreichen will, stört aber durch die größere Streuinduktivität und Kapazität der Wicklung am oberen Frequenzbandende. Die Übertrager sind so zu bemessen, daß über das ganze Frequenzband eine möglichst kleine Betriebsdämpfung erzielt wird und außerdem die nichtlinearen Verzerrungen an der unteren Frequenzbandgrenze klein genug bleiben. Da der bei 12 kHz gemessene Hysterese-Klirrfaktor der Übertrager mit dem Quadrat der übertragenen Frequenz abnimmt, beteiligen sich nur wenige Kanäle am unteren Frequenzbandende an der Bildung von störenden Klirrfrequenzen.

Im Gegensatz zum Kennlinienklirren läßt sich die bei gleichzeitiger Übertragung mehrerer Frequenzen auftretende Klirrleistung kaum berechnen, da die magnetischen Eigenschaften des Übertragereisens meist nicht in einfacher analytischer Form angegeben werden können. Grundsätzlich ist das Hystereseklirren und das Kombinationstonklirren zu unterscheiden [22]. Wenn sich die Hystereseschleife des Übertragereisens durch zwei Parabelbogen darstellen läßt, erhält man als Klirrverzerrungen eines Meßtons die ungeradzahligen Harmonischen, bei Vormagnetisierung des Eisens auch die geradzahligen Harmonischen, die sich sämtlich mit dem Quadrat der Meßspannung ändern [23]. Die bei der Übertragung eines 12-kHz-Meßtons beobachtete Klirrdämpfung der III. Harmonischen soll hier als Maß für die Hystereseverzerrungen eines Übertragers benutzt werden.

Das Kombinationsklirren entsteht durch die Amplituden-Abhängigkeit der wirksamen Permeabilität. Überträgt man z. B. zwei Meßfrequenzen f_1 und f_2, so wird die Hüllkurve der Schwebung $f_1 + f_2$ verzerrt, und es entstehen neue Frequenzen, vor allem $2 \cdot f_1 - f_2$ und $2 \cdot f_2 - f_1$, wie bei den kubischen Kennlinienverzerrungen. Als Maß für das Kombinationsklirren kann man z. B. die Klirrdämpfung eines Kombinationstons 20,8 kHz bei der Übertragung zweier Meßtöne 12,8 und 16,8 kHz angeben.

5. Pflichtenwerte b_{k_2} und b_{k_3} der V 60-Zwischenverstärker

Das Pflichtenheft für die Lieferung der V 60-Endstellen und -Zwischenverstärker enthält nicht unmittelbar die übertragungstechnischen Forderungen, die sich aus der Geräuschberechnung ergeben. Bei der Fabrikation der Tf-Geräte und -Kabel erhält man zwangsläufig eine mehr oder weniger große Streuung der tatsächlich erreichten elektrischen Werte; durch das Pflichtenheft sollen nur die Toleranzen festgelegt werden, die bei den Abnahmemessungen noch nicht zu Beanstandungen führen.

Schon aus Gründen der fabrikatorischen Sicherheit wird man elektrische Werte anstreben, die reichlich über den Pflichtenheftbedingungen liegen, um die Arbeit im Prüffeld einzuschränken und Schwierigkeiten bei der Abnahme zu vermeiden. Die für das Tf-System im Betriebe wirksamen Mittelwerte hängen dann von der Streuung (Verteilungskurve) der tatsächlich gemesssenen Werte ab und liegen bei starker Streuung der Meßwerte (deren schlechtester noch den Pflichtenheftforderungen genügen soll) um mehrere Zehntel Neper über den Pflichtenheftforderungen.

Andererseits muß aber auch berücksichtigt werden, daß die bei der Abnahme mit neuen Röhren (Meßröhren) erhaltenen Meßwerte, insbesondere für die Klirrdämpfung und die Aussteuerungsgrenze der Zwischenverstärker, während der Röhrenalterung im Betrieb sich etwas verschlechtern.

Als Klirrdämpfung bei der Übertragung eines Meßtons von 1 mW am rel. Pegel 0, also bei einem Ausgangspegel des Verstärkers von + 0,5 N, fordert das Pflichtenheft:

b_{k_2} = 10,5 N für Klirrfrequenzen unterhalb 60 kHz
= 10,0 N „ „ oberhalb 60 kHz
b_{k_3} = 12 N für alle Klirrfrequenzen.

Bei einem Ausgangspegel von + 2,8 N wird außerdem noch gefordert:

b_{k_2} und b_{k_3}
= 7,5 N für Klirrfrequenzen unterhalb 60 kHz
= 7,0 N „ „ oberhalb 60 kHz

Diese Bedingungen sind als Toleranz in Abb. 3 eingetragen. Bei den Abnahmemessungen wird der Verstärker mit Meßröhren bestückt und für die Entzerrung eines 6,0 N-Verstärkerfelds eingestellt.

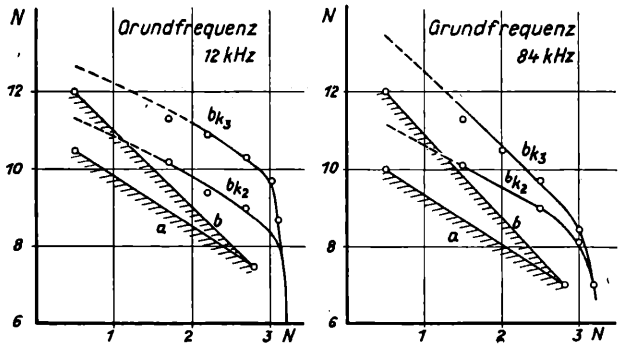


Abb. 3. Beispiel einer Klirrdämpfungsmessung
Klirrdämpfung b_{k_2} und b_{k_3} eines V 60-Zwischenverstärkers in Abhängigkeit vom Ausgangspegel
a) Forderung des Pflichtenheftes für b_{k_2}
b) Forderung des Pflichtenheftes für b_{k_3}

Die Forderung b_{k_3} = 12 N gilt zunächst auch für das mit einer Grundfrequenz von 12 kHz gemessene Hystereseklirren der Übertrager, soll aber um 0,5 bis 1 N ermäßigt werden, da sich nur wenige Kanäle am unteren Frequenzbandende an der Bildung von Eisen-Klirrfrequenzen beteiligen und auch keine lineare Addition dieser Klirrspannungen über sehr viele Verstärkerfelder auftritt.

Zur Messung wird ein klirrarmer Meßsender mit zusätzlichem Tiefpaß benutzt; die Klirrfrequenzen können mit einem selektiven Empfänger (z. B. SuH Trägerfrequenzmeßkoffer) über einen Hochpaß oder eine Klirrfaktormeßbrücke gemessen werden.

Bei genaueren Messungen bestimmt man die Abhängigkeit der Klirrdämpfung vom Ausgangspegel der Verstärker. In Abb. 3 sind gemessene Klirrdämpfungskurven als Beispiele wiedergegeben. Außer in unmittelbarer Nähe der Aussteuerungsgrenze zeigen alle Kurven den erwarteten Verlauf: b_{k_2} sinkt proportional mit dem Ausgangspegel, das gleiche gilt auch für das bei 12 kHz gemessene Hystereseklirren; bei kubischen Kennlinienverzerrungen ändert sich b_{k_3} doppelt so stark wie der Ausgangspegel. Durch Extrapolation nach dieser geradlinigen Gesetzmäßigkeit lassen sich auch die bei höheren Pegeln gemessenen Klirrdämpfungen auf den normalen Meßpegel (+ 0,5 N am Verstärkerausgang) umrechnen, wenn bei sehr hohen Werten der Klirrdämpfung das Eigenrauschen der Verstärker sich störend bemerkbar macht.

Die im Pflichtenheft geforderte Klirrdämpfung liegt bereits wesentlich über der Forderung, die unter der Annahme reiner Leistungsaddition der Klirrgeräusche berechnet ist. Die gemessene Klirrdämpfung war bei allen Baumustern noch 0,5 ... 1 N höher als die Forderung des Pflichtenhefts.

6. Lineare Addition der Klirrspannungen III. Ordnung

Einer Untersuchung bedarf noch die Frage, in welchem Umfang im Betriebe tatsächlich die phasenrichtige Addition der Spannungen der Kombinationsfrequenzen in aufeinanderfolgenden Zwischenverstärkern vorkommt.

Die Abweichung der Winkelmaßkurve vom geradlinigen Verlauf bei einer Tf-Leitung von 400 km Länge (20 Felder) ist in Abb. 4 angegeben. Zur genauen Messung benutzt man zweckmäßig eine über mehrere Zwischenämter geschaltete Schleife, deren Anfang und Ende mit den senkrechten und waagerechten Platten eines Oszillographen verbunden wird. Die Phasengleichheit zwischen Anfangs- und Endspannung ist im Oszillographen mit großer Genauigkeit ablesbar, und man beobachtet die Anzahl der Phasendrehungen um volle 2π bei stetiger Veränderung der Meßfrequenz. Die zu jedem 2π-Punkt gehörige Frequenz kann sehr genau durch Messung der Niederfrequenz in dem jeweiligen Kanal der parallel geschalteten Endstelle bestimmt werden.

Besonders einfach zu messen sind Kombinationsfrequenzen III. Ordnung der Form $f_k = 2 \cdot f_1 - f_2$. Wird z. B. in Kanal 4 und 6 einer Gruppe ein 800-Hz-Meßton übertragen, so erhält man einen Klirrton gleicher Frequenz auch in den Kanälen 2 und 8. Bei konstanter Gruppenlaufzeit in dem betrachteten Übertragungsbereich addieren sich diese Klirrspannungen in auf-

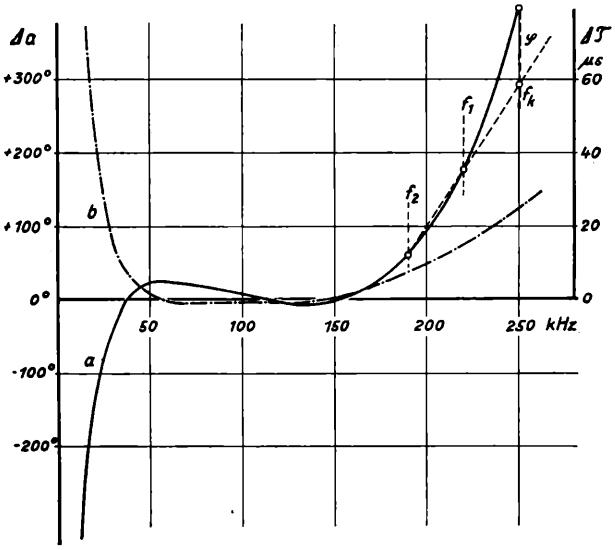


Abb. 4. a) Abweichung Δa des Winkelmaßes einer 400 km langen V 60-Leitung vom geradlinigen Verlauf

$$\frac{da}{df} = \frac{\pi}{285} = 0{,}63°/\text{Hz}.$$

b) Abweichung der Gruppenlaufzeit $\Delta\tau$ von dem konstanten Wert $\frac{da}{d\omega} = 1{,}75$ ms

einanderfolgenden Verstärkern phasengleich. Bei gekrümmter Winkelmaßkurve werden die Klirrspannungen aufeinanderfolgender Verstärker in ihrer Phase etwas gegeneinander verschoben, bilden also in der Vektordarstellung, Abb. 5, eine bogenförmige Kette. Der Phasenwinkel φ zwischen der Klirrspannung im ersten und letzten Amt ist aus der Winkelmaßkurve der Gesamtstrecke abzulesen (Abb. 4). So-

lange er kleiner als etwa 90° bleibt, wird man bei einer homogenen Tf-Linie gut tun, mit linearer Addition der Klirrspannungen zu rechnen.

Mit zunehmender Leitungslänge werden die Phasenverzerrungen am unteren und oberen Ende des Übertragungsbereichs immer größer und die bei wenigen Feldern noch stark ausgeprägte phasenrichtige Addition eines wesentlichen Teils der Klirrspannungen III. Ordnung geht bei größeren Leitungslängen in die weniger störende Klirrleistungsaddition über.

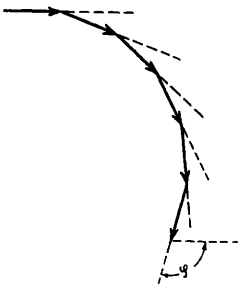


Abb. 5. Addition der Klirrspannungen $2 \cdot f_1 - f_2$ aufeinander folgender Zwischenverstärker

Die zur Berechnung des Pflichtenheftwerts von b_{k_3} eingeführte Annahme, daß man mit linearer Klirrspannungsaddition über 20 Felder zu rechnen hat, wird also für die Kombinationsfrequenzen III. Ordnung in weiten Teilen des Übertragungsbereichs zutreffen. Bei sehr langen homogenen Tf-Leitungen, die keine Gruppenumsetzerstufen enthalten, können zusätzliche wirksame Phasenverzerrungen auch durch phasenverzerrende Allpaßglieder erzeugt werden. Ob derartige Maßnahmen überhaupt notwendig sind, muß noch geprüft werden, wenn auf neuen Strecken homogene Versuchsleitungen mit mehreren 100 Feldern gebildet werden können.

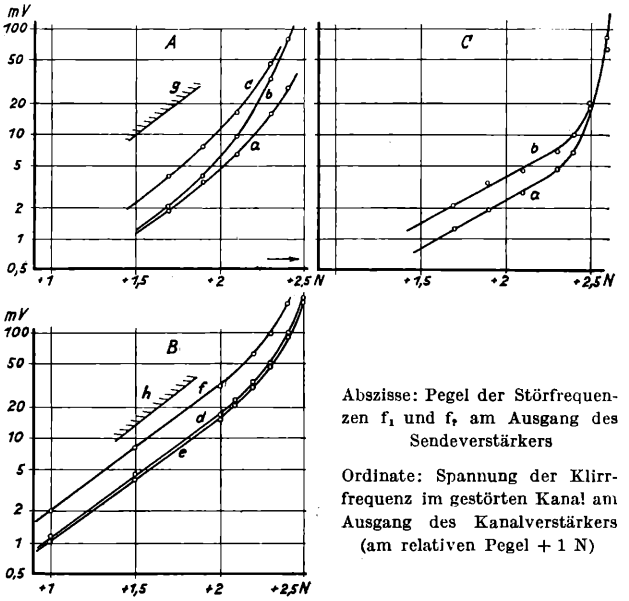
Durch Umpolungen am Ein- oder Ausgang der Zwischenverstärker wird die Gruppenlaufzeit des Systems nicht beeinflußt. Die sich linear addierenden Klirrkomponenten III. Ordnung behalten also ihre Phasenlage zueinander bei. Für die übrigen Klirrfrequenzen, insbesondere die Klirrfrequenzen II. Ordnung (Summen- und Differenzfrequenzen) machen sich bei kurzen Systemen Polungseffekte deutlich bemerkbar. Da man aber über größere Leitungslängen mit einer einfachen Leitungsaddition dieser Klirrgeräusche rechnen kann und die Pflichtenheftforderungen für die Klirrdämpfung b_{k_2} der Zwischenverstärker hinreichend hoch liegt, bringt eine systematische Umpolung jedes zweiten Zwischenverstärkers voraussichtlich keine wesentlichen Vorteile.

7. Klirrspannungsmessungen mit einzelnen Meßfrequenzen

Da die Winkelmaßkurve (Abb. 4) einen Wendepunkt hat, lassen sich in dem mittleren Frequenzbereich stets Kanäle finden, deren Klirrspannungen $2 \cdot f_1 - f_2$ sich auch über sehr große Leitungslängen linear addieren. Nimmt man Meßtöne von 800 Hz mit je 1 mW am rel. Pegel 0 in beiden störenden Kanälen an, so erhält man bei $b_{k_3} = 12$ N und 130 Zwischenverstärkern (2500 km Leitungslänge) einen Pegel der Klirrspannung im gestörten Kanal von — 6,0 N am rel. Pegel 0. Der in einem Kanal zulässige Gesamtstörpegel von 10 000 pW entspricht — 50 db = — 5,8 N am rel. Pegel 0.

Noch unangenehmer ist die Belegung der beiden betrachteten Kanäle mit der gleichen 500/20-Hz-Rufspannung. Der Effektivwert der Rufspannung ist 1 mW am rel. Pegel 0, d. h. es werden Impulse von 2 mW und je $^1/_{40}$ Sekunde Dauer übertragen. Es entstehen also gleichlange Klirrimpulse, die eine achtmal so große Leistung haben wie die aus 1 mW Dauerton gebildeten Kombinationsfrequenzen. Bei dem Tastververhältnis 1 : 2 ist die mittlere Störleistung jetzt viermal so groß, die Störspannung doppelt so groß wie die durch zwei Meßtöne von je 1 mW am rel. Pegel 0 verursachte Störspannung III. Ordnung.

Eine solche Störung oder gar die bei gleichzeitiger Belegung mit noch mehr Meßtönen oder Rufspannungen möglichen Störungen heben sich schon deutlich aus dem zulässigen Störspiegel heraus. Die Belegung des Systems mit zahlreichen Meßfrequenzen (1 mW am rel. Pegel 0 entspricht bereits der hier angenommenen mittleren Sprechleistung von 12 Kanälen) muß aber auch schon mit Rücksicht auf die Aussteuerungsgrenze der Verstärker vermieden werden, und die Wahrscheinlichkeit für gleichzeitigen Ruf in mehr als zwei Kanälen ist bereits sehr klein.



Abszisse: Pegel der Störfrequenzen f_1 und f_2 am Ausgang des Sendeverstärkers

Ordinate: Spannung der Klirrfrequenz im gestörten Kanal am Ausgang des Kanalverstärkers (am relativen Pegel + 1 N)

Abb. 6. Messung der Klirrspannungen $2 \cdot f_1 - f_2$

A und B: Störfrequenzen in Gruppe E Kanal 10 und 12; Messung der Klirrspannung in Gruppe E Kanal 8

C: Störfrequenzen in Gruppe A Kanal 10 und 12; Messung der Klirrspannung in Gruppe A Kanal 8

a) Schleife 21 (6 Verstärkerfelder)
b) Schleife 22 (6 Verstärkerfelder)
c) Schleife 21 + 22 (12 Verstärkerfelder)
d) Schleife 23 (8 Verstärkerfelder)
e) Schleife 24 (8 Verstärkerfelder)
f) Schleife 23 + 24 (16 Verstärkerfelder)
g) Toleranz bei $b_{k_3} = 12$ N für 12 Verstärkerfelder
h) Toleranz bei $b_{k_3} = 12$ N für 16 Verstärkerfelder

Die Messung der Störspannung $2 \cdot f_1 - f_2$ ergibt unmittelbar die wirksame mittlere Klirrdämpfung der Zwischenverstärker einer Tf-Leitung. Als Beispiele solcher Messungen sind in Abb. 6 eine Reihe gemessener Kurven wiedergegeben. In den Diagrammen ist als Toleranz der unter der Annahme $b_{k_3} = 12$ N errechnete zulässige Grenzwert eingetragen. Die er-

reichten mittleren b_{k_3}-Werte liegen durchschnittlich um etwa 0,5 ... 1 N über dem Pflichtenwert. Die Kurven zeigen den erwarteten Verlauf. Bei den Messungen in nahe benachbarten Kanälen der mittleren und oberen Gruppen erhält man fast durchweg reine Spannungsaddition der Klirrspannung bei der Reihenschaltung mehrerer Schleifen. In Gruppe A (am unteren Frequenzbandende) treten die Eisenverzerrungen hervor, bleiben aber innerhalb der zulässigen Grenze; schon bei der Reihenschaltung zweier Schleifen erhält man Werte, die zwischen Spannungsaddition und Leistungsaddition liegen.

Besonders hohe Klirrspannungen treten auf, wenn man nicht nur zwei, sondern drei oder vier Meßfrequenzen benutzt und mehrere Kombinationsfrequenzen sich in einem gestörten Kanal phasenrichtig addieren. Dabei kommt es aber auf den Phasenwinkel der Meßfrequenzen an den Kanaleingängen an. Maximale Klirrspannungen erhält man, wenn die Hüllkurve des störenden Signals am Ausgang des Sendeverstärkers der Endstelle eine möglichst hohe Spitze zeigt.

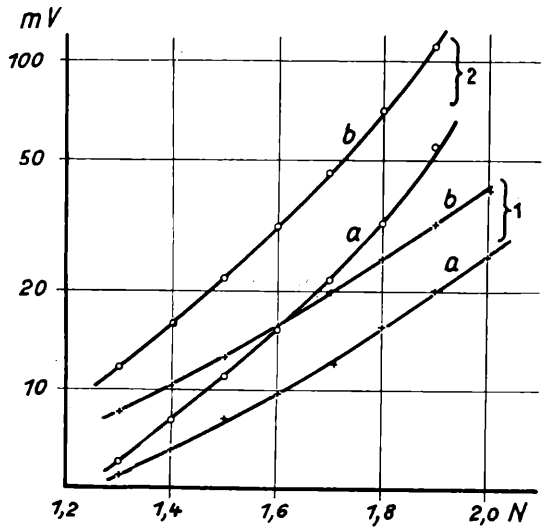


Abb. 7. Messung der aus 3 Meßfrequenzen entstehenden maximalen Klirrspannung

Abszisse: Pegel jeder der drei störenden Frequenzen am Ausgang des Sendeverstärkers

Ordinate: Spannung der Klirrfrequenz im gestörten Kanal am Ausgang des Kanalverstärkers (am relativen Pegel + 1 N)

1. Störfrequenzen in Gruppe A Kanal 12, 8 und 4; Messung der Klirrspannung in Gruppe B Kanal 12
2. Störfrequenzen in Gruppe E Kanal 12, 8 und 4; Messung der Klirrspannung in Gruppe D Kanal 4

a) Schleife 23 oder 24 (8 Verstärkerfelder)
b) Schleife 23 + 24 (16 Verstärkerfelder)

Abb. 7 zeigt Klirrdämpfungsmessungen mit drei Frequenzen in verschiedenen Gruppen. Ein aus vier Frequenzen bestehendes Signal wurde zur Messung der Klirrdämpfung in den Endstellen benutzt. Zur betrieblichen Überprüfung längerer Tf-Linien wird die Messung mit nur zwei Frequenzen einfacher und ausreichend sein.

8. Klirrspannungsmessungen mit Rauschbelastung in zahlreichen Kanälen

Eine Systembelastung, die einer gleichmäßig verteilten Sprechbelastung sehr ähnlich ist, erhält man durch die Belegung der Kanäle mit nichtkohärenten Rauschspannungen. Solche Rauschgeneratoren kann man leicht herstellen, indem man zwei in Reihe geschaltete Sendeverstärker (etwa 12 N Verstärkung) mit dem Empfangsteil der Endstelle verbindet. Am Ausgang der Kanalverstärker erhält man dann ein thermisches Rauschen mit einem absoluten Pegel von etwa — 2,5 N. Verbindet man unmittelbar den Ausgang der Kanalverstärker mit dem Eingang der Kanalumsetzer (relativer Pegel — 2 N) so ist die Rauschbelastung je — 0,5 N am relativen Pegel 0 eines Kanals und kann durch Regeln der Sendeverstärker noch erhöht oder gesenkt werden.

Bei allen Meßreihen wurde stets die Klirrspannung im gestörten Kanal in Abhängigkeit von dem Summenrauschpegel am Ausgang des Sendeverstärkers der Endstelle gemessen. Abb. 8 zeigt solche Messungen, in die auch wieder die Toleranz eingezeichnet ist, die sich für $b_{k_3} = 12$ N und eine Berechnung der Klirrleistung nach [19] ergeben würde. Die erreichten Klirrdämpfungsmittelwerte liegen auch hier um etwa 0,5 ... 1 N über diesem Wert, und der Frequenzgang entspricht ungefähr dem frequenzabhängigen Verlauf der Gegenkopplung, die am unteren Frequenzbandende größer ist als in der Gruppe E.

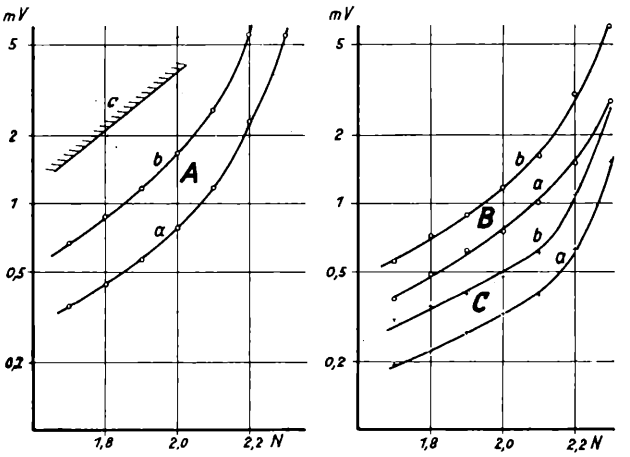


Abb. 8. Klirrgeräusch bei Belastung des V 60-Systems mit nicht kohärenten Rauschspannungen

Abszisse: Summenrauschpegel am Ausgang des Sendeverstärkers

A. Gleichmäßige Rauschbelastung in sämtlichen Kanälen der Gruppen D und E außer den Kanälen E 3, E 4 und E 5; Messung des Klirrgeräuschs in Kanal E 4 in mV am relativen Pegel 0 N

B. Gleichmäßige Rauschbelastung in sämtlichen Kanälen der Gruppen A und B außer den Kanälen B 3, B 4 und B 5; Messung des Klirrgeräuschs in Kanal B 4

C. Gleichmäßige Rauschbelastung in sämtlichen Kanälen der Gruppen A und B außer den Kanälen A 11 und A 12; Messung des Klirrgeräuschs in Kanal A 12

a) Schleife 23 oder 24 (8 Verstärkerfelder)
b) Schleife 23 und 24 (16 Verstärkerfelder)
c) Toleranz bei $bk_3 = 12$ N für 16 Verstärkerfelder

Bei der Durchschaltung der Rauschspannung konnte durch Bewertungsfilter der Frequenzbereich um 500 Hz entsprechend der normalen Verteilung der Sprechleistung bevorzugt werden. Messungen mit oder ohne dieses Bewertungsfilter ergaben keinen wesentlichen Unterschied, die um 0,1 bis 0,2 N höheren Klirspannungen bei der Messung mit Bewertungsfilter sind durch den Frequenzgang des Geräuschspannungsmessers zu erklären, der bei gleicher Rauschleistung den bewerteten Rausch etwas höher anzeigt als den nicht bewerteten Rausch.

9. Messungen mit Sprechbelastung

Die Vergleichsmessungen mit Sprechbelastung sollten nur zeigen, ob die bei Rauschbelastung mit großer Genauigkeit ermittelten Meßkurven mit den entsprechenden Kurven bei gleichmäßiger Sprechbelastung übereinstimmen. 20 ziemlich gleichmäßige Dauersprecher sollten bei gleicher Belegung der Kanäle den gleichen Summenpegel liefern wie bei den Rauschspannungsmessungen. Dabei sind sehr genaue Ablesungen infolge der natürlichen ständigen Schwankungen der Sprech- und Störpegel nicht zu erwarten; auch durch die dynamischen Eigenschaften des Instruments im Geräuschspannungsmesser werden die Messungen merklich beeinflußt. Die Messungen ließen erkennen, daß man mit Sprechbelastung etwa die gleiche Störleistung erhält wie mit einer um 0,1 bis 0,2 N höheren Rauschbelastung.

E. Aussteuerungsgrenze der V 60-Zwischenverstärker

1. Geforderte Aussteuerungsgrenze

Bei einem Tf-Verstärker mit starker Gegenkopplung beobachtet man mit zunehmender Aussteuerung einen scharfen Übergang von einem „fastlinearen Bereich", in dem Klirrspannungen II. Ordnung mit dem Quadrat, Klirrspannungen III. Ordnung mit der 3. Potenz der übertragenen Spannung anwachsen, zum „Übersteuerungsbereich".

Übersteuerungen entstehen, wenn z. B. die Kennlinie der Endröhre eines Verstärkers über den unteren oder oberen Knick hinaus ausgesteuert wird, Gitterstrom einsetzt oder die Anodenwechselspannung so groß wird, daß im Anodenspannungsminimum der Anodenstrom zum Schirmgitter hinüberwechselt. Es entstehen dabei sehr starke Klirrgeräusche, die sich im Gegensatz zu den fastlinearen Klirrverzerrungen auch durch noch höhere Gegenkopplung nicht merklich verringern lassen. Sobald die Aussteuerungsgrenze erreicht ist, sinkt die Klirrdämpfung des Verstärkers bei einer geringen weiteren Erhöhung des Pegels der Meßspannung um mehrere Neper. Bei Vielkanalsprachübertragung entstehen prasselnde Störgeräusche in allen Kanälen, wenn die kurzzeitigen Spannungsspitzen der Summenspannung die Aussteuerungsgrenze der Verstärker überschreiten.

(Die Aussteuerungsgrenze eines Tf-Verstärkers wird nach der CCIF-Definition erreicht, wenn eine weitere Erhöhung des Ausgangspegels um 0,1 N ein Absinken der Klirrdämpfung $b_{k'_3}$ um 2,3 N bewirkt. Dieser sehr steile Abfall der Klirrdämpfung beim Überschreiten der Aussteuerungsgrenze ist aus den Klirrdämpfungskurven Abb. 3 unmittelbar abzulesen.)

Nach den Untersuchungen von Holbrook-Dixon [21] soll die Aussteuerungsgrenze eines Tf-Zwischenverstärkers bei einem 24-Kanalsystem 2,15 N, bei einem 60-Kanalsystem 2,25 N über dem relativen Kanalsendepegel liegen. Rechnet man entsprechend den CCIF-Empfehlungen für das 24-Kanalsystem mit einer Aussteuerungsgrenze von 600 mW = + 3,2 N, so bleibt bei einem relativen Kanalsendepegel von + 0,5 N eine Aussteuerungsreserve von 0,55 N bei einem 24-Kanalsystem, 0,45 N bei einem 60-Kanalsystem.

Die Aussteuerungsgrenze von 600 mW wurde auch bei dem V 60-System beibehalten, da eine höhere Ausgangsleistung mit der Einheitsröhre C 3 m kaum zu erreichen ist, eine größere Endröhre aber vermieden werden sollte. Eine Aussteuerungsreserve von nur 0,45 N, die schon zur Hälfte für die normalen Toleranzen bei der Einpegelung der Tf-Linien und die zulässigen zeitlichen Pegelschwankungen in Anspruch genommen wird, ist aber zweifellos recht knapp und erfordert eine gute Überwachung der Endröhren in den Zwischenverstärkern (s. unter E 4).

2. Übersteuerungserscheinungen

Bei den in Abhängigkeit vom Pegel der Meßfrequenz oder vom Summenpegel der Rauschbelastung ermittelten Klirrdämpfungskurven der Abb. 3, 6, 7 und 8 wurde stets der Übergang vom normalen Aussteuerungsbereich der Verstärker in den Übersteuerungsbereich beobachtet. Insbesondere bei den Messungen mit Rauschbelastung ist das Anstoßen an die Aussteuerungsgrenze auch beim Abhören der freien Kanäle sehr deutlich erkennbar. Erhöht man die Belastung gleichmäßig, so wird zwar auch das normale Klirrgeräusch gleichmäßig stärker, bei einer ganz bestimmten Belastung treten aber plötzlich knallartige zusätzliche Geräusche auf. Erhöht man nun die Belastung noch um ein weiteres $^1/_{10}$ N, so werden diese Störimpulse so zahlreich, daß ein heftiges Prasseln entsteht, das bei weiterer Erhöhung der Belastung in ein scharfes rauschähnliches Geräusch übergeht. Dieses Übersteuerungsgeräusch ist um ein Mehrfaches stärker als das normalem b_{k_3} entsprechende Klirrgeräusch und nimmt bei weiterer Erhöhung der Belastung rasch sehr hohe Werte an. Alle untersuchten Verstärker und Versuchsschleifen zeigten dieses charakteristische Verhalten.

Das erste Auftreten der Prasselgeräusche zeigt offenbar an, daß die Spitzen der Summenspannung die Aussteuerungsgrenze der Verstärker durchstoßen. Diese Grenze wird gerade erreicht, wenn der Effektivwert des Summenrauschpegels noch 1,1 bis 1,2 N unter der gemessenen Aussteuerungsgrenze der Verstärker liegt. Dieser Wert stimmt sehr genau mit dem von Holbrook-Dixon für sehr hohe Kanalzahlen angegebenen Wert von 10 db überein, der ebenfalls experimentell bestimmt wurde. (Bei einem Verstärker für sehr hohe Kanalzahl erhält man eine rauschähnliche Ausgangsspannung; die Aussteuerungsgrenze eines solchen Verstärkers soll 10 db über dem Leistungsmittelwert der Ausgangsspannung liegen.)

Die Bestimmung des Einsatzpunktes der Prasselgeräusche bei der Belastung der Tf-Strecken mit Rauschspannung ergibt eine einfache Prüfung der Aussteuerungsgrenze. Ein einzelner schlechter Verstärker, z. B. mit überalteter Endröhre, macht sich sofort als schlechtes Glied in der Leitung bemerkbar und bestimmt die Aussteuerungsgrenze der gesamten Tf-Leitung. Auch eine falsche Entzerrung, die zu hohe relative Pegel in einzelnen Ämtern zuläßt, führt zu einer unzulässigen Herabsetzung der Aussteuerungsgrenze in dem betreffenden System. Im Gegensatz hierzu bleibt ein einzelner Verstärker mit einer z. B. um 0,7 N zu kleinen Klirrdämpfung ohne Einfluß, er bringt lediglich den vierfachen normalen Klirrleistungsbeitrag. Die Gesamtklirrleistung einer Leitung mit 130 Zwischenverstärkern wird dadurch nicht merklich vergrößert.

Die Überwachung der Aussteuerungsgrenze einer Tf-Linie ist daher besonders wichtig.

3. Notwendige Aussteuerungsreserve

Die von Holbrook-Dixon ermittelten Forderungen für die Bemessung der Aussteuerungsgrenze der Tf-Zwischenverstärker berücksichtigen nur den normalen Sprechverkehr, nicht aber die Belegung der Systeme mit Meßfrequenzen, Ruf oder gar pfeifenden Kanälen, unvermeidliche und zulässige Fehler und zeitliche Schwankungen der relativen Kanalpegel in den Zwischenämtern, Alterung der Röhren usw. Je größer die Aussteuerungsreserve ist, um so unempfindlicher wird das System gegen die genannten zusätzlichen Belastungen und Schwankungen, die man natürlich möglichst klein halten soll. Da die gesamte mittlere Sprechbelastung des V 60-Systems mit 5 mW am relativen Pegel 0 angenommen wurde, bedeuten einige Meßfrequenzen schon eine merkliche zusätzliche Belastung, die während der Hauptverkehrsstunde vermieden werden sollte. Außerordentlich störend sind pfeifende Kanäle; im Abschnitt H 1 wird die Forderung nach Amplitudenbegrenzern in den Gabelschaltungen begründet, damit der mögliche Pfeifpegel wenigstens auf + 1 N am relativen Pegel 0 begrenzt wird. Ein pfeifender Kanal bringt damit aber doch bereits eine Störfrequenz in das System, deren Leistung größer ist als die gesamte Sprechleistung aller Kanäle.

Etwa 0,2 N wird man als Schwankung des relativen Kanalpegels in den Zwischenämtern zulassen müssen (Entzerrungsfehler und zeitliche Schwankungen). Den Einfluß der Röhrenalterung kann man dadurch verkleinern, daß man in die Endstufen vorzugsweise neue Röhren einsetzt und die schon älteren Röhren in den Anfangsstufen aufbraucht.

Bei den Abnahmemessungen zeigte sich, daß bei den mit der C 3 m-Röhre arbeitenden Verstärkern die Aussteuerungsgrenze + 3,2 N erreicht wird. Bei den vorläufig mit 18042-Röhren bestückten Versuchsmustern der FGF-Zwischenverstärker wurde eine Aussteuerungsgrenze von + 3,1 N ermittelt; bei der in Zukunft nutzten 18046-Röhre erhöht sich dieser Wert ebenfalls auf mindestens 3,2 N.

Alle Versuche mit Sprech- oder Rauschbelastung ließen erkennen, daß es vorteilhaft ist, wenn die Klirrdämpfungskurven der Verstärker erst unmittelbar an der Aussteuerungsgrenze steil abfallen (Abb. 3). Bei Verstärkern mit starker Abrundung der Klirrdämpfungskurven der Verstärker erst unmittelbar an der prasselnden Übersteuerungserscheinungen früher bemerkbar, auch wenn die Aussteuerungsgrenze im Sinne der CCIF-Definition genügend hoch liegt oder bei gleichmäßigem Abfall der Klirrdämpfungskurve vielleicht überhaupt nicht erreicht wird.

4. Senkung des relativen Kanalpegels der Zwischenverstärker

Alle Schwierigkeiten, die sich aus der knapp bemessenen Aussteuerungsreserve ergeben können, lassen sich durch eine Senkung des relativen Kanalpegels der Zwischenverstärker vermeiden. Dabei wird allerdings das Grundgeräusch (Wärme- und Röhrenrauschen) der Tf-Kanäle entsprechend erhöht. Wie unter C 2 gezeigt wurde, kann man unter Beibehaltung der jetzt vorgesehenen Verstärkerfeldlängen von 6,5 bzw. 7 N den Kanalpegel noch um etwa 0,4 N senken, ohne die für das Grundgeräusch angenommene Toleranz zu überschreiten. Da durch die Kanalpegelsenkung auch das Klirrgeräusch herabgesetzt wird, könnte man sogar dem Grundgeräusch einen etwas größeren Anteil am Gesamtgeräusch zubilligen und einer Kanalpegelsenkung bis zu 0,5 N, also von + 0,5 auf 0 N zustimmen. Zunächst erscheint eine Senkung des relativen Kanalsendepegels der Zwischenverstärker um 0,3 N auf + 0,2 N ausreichend und zweckmäßig. Es sollte hierbei auch nicht übersehen werden, daß das sehr kleine gleichmäßige Grundgeräusch kaum als störend bemerkt wird, während spratzende Übersteuerungsklirrgeräusche wesentlich unangenehmer empfunden werden.

Eine CCIF-Empfehlung für den relativen Kanalsendepegel der 60 Kanalsysteme besteht noch nicht, und es ist keineswegs sicher, daß der für Systeme bis 48 Kanäle vorgesehene Kanalsendepegel + 0,5 N auch für die 60 Kanalsysteme übernommen wird. Es wird im Gegenteil immer wieder darauf hingewiesen, daß die 60 Kanalsysteme keine Erweiterung der Systeme bis zu vier 12-Kanalgruppen darstellen, sondern eine aus dem Koaxialsystem abgeleitete 60-Kanalgruppe übertragen sollen. Die gleichen Gesichtspunkte, vor allem der Wunsch nach geringem Leistungsverbrauch in den Zwischenverstärkerämtern, werden voraussichtlich auch bei späteren CCIF-Empfehlungen für V 60-Zwischenverstärker zu einer Herabsetzung des relativen Kanalpegels führen.

F. Nebensprechen in den Tf-Kabeln und Zwischenverstärkerämtern

Der Geräuschbeitrag des linearen Nebensprechens sollte $^1/_3$ der zulässigen Gesamtgeräuschleistung, also 2500 pW am relativen Pegel 0 eines Tf-Kanals bei 2500 km Leitungslänge nicht überschreiten. Da man hier mit einfacher Leistungsaddition über sämtliche Verstärkerfelder rechnen kann, müßte also je Verstärkerfeld ein Geräuschbeitrag < 20 pW gefordert werden.

Welche Nebensprechkopplungen hierbei noch als zulässig angesehen werden können, hängt von der mittleren Sprechleistung in den störenden Kanälen ab. Wie bei der Berechnung des Klirrgeräuschs soll auch hier eine mittlere äquivalente Sprechleistung von $1^1/_2$ mW je Kanal ($= -1{,}25$ N) am relativen Pegel 0 angenommen werden.

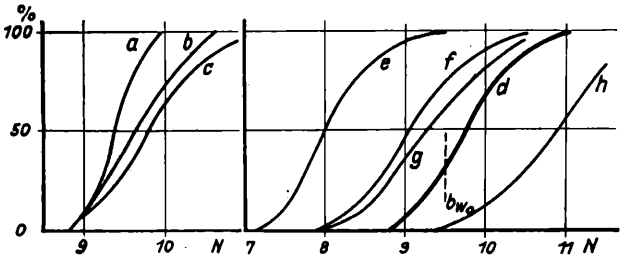


Abb. 9. Verteilungskurven für die Nebensprechmessungen an den Verstärkerfeldern Waghäusel-Friedrichstal-Karlsruhe

Fernnebensprechen
- a) Im Vierer (60 Messungen)
- b) Nachbarvierer (192 Messungen)
- c) Nicht benachbarte Vierer (864 Messungen)
- d) Resultierende Verteilungskurve

Nahnebensprechen
- e) Im Vierer (48 Messungen)
- f) Nachbarvierer (192 Messungen)
- g) Lage/Lage (432 Messungen)
- h) Nicht benachbarte Vierer (432 Messungen)

Die Abb. 9 zeigt typische Verteilungskurven der bei 250 kHz gemessenen Nebensprechdämpfungen eines Verstärkerfeldes. Jede Leitung wird durch 1 Imvierer-

kopplung, 4 Nachbarviererkopplungen und 18 Kopplungen aus nicht benachbarten Vierern gestört, also durch 23 einzelne Kopplungen mit einer aus Abb. 9 a, b und c ermittelten resultierenden Verteilungskurve d. Die als Leistungsmittelwert wirksame Nebensprechdämpfung b_{wo} ist in Abb. 9 d eingezeichnet.

Die mittlere Sprechleistung von $\frac{1}{12}$ mW je Kanal wird also 23 mal mit der wirksamen Nebensprechdämpfung b_{wo} in die gestörte Leitung eingekoppelt. Noch einfacher rechnet man mit der Summenleistung aller 23 störenden Leitungen (≈ 2 mW), die mit b_{wo} auf die gestörte Leitung wirkt. Da nur 20 pW Störleistung zulässig sind, muß also $b_{wo} > 80$ db (9,2 N) sein. Dieser Wert wird erreicht, wenn z. B. die resultierende Verteilungskurve der gemessenen Nebensprechdämpfungen ungefähr geradlinig zwischen 8,5 ... 10,5 N verläuft.

Soll neben dem Fernnebensprechen auch noch reflektiertes Nahnebensprechen berücksichtigt werden, so muß man die zulässige Störleistung von 20 pW auf beide Ursachen aufteilen. Beim Nahnebensprechen fällt vor allem die Imviererkopplung ins Gewicht, die 22 übrigen Kopplungen sind wesentlich geringer als die Imviererkopplung. Da die Reflexionsdämpfung am Ein- und Ausgang der Zwischenverstärker mindestens 1,9 N beträgt und reflektiertes Nahnebensprechen am Anfang und Ende der Leitung auftritt, ist die aus den Verteilungskurven entnommene wirksame Nahnebensprechdämpfung noch um 1,55 N zu erhöhen, wenn man die wirksame Nebensprechdämpfung zur Berechnung der Nahnebensprechstörleistung erhalten will.

Erhöht man die wirksame Fernnebensprechdämpfung von $b_{wo} = 9{,}2$ N auf 9,3 N oder 9,4 N, so kann man 4 bzw. 7 pW als Anteil des Nahnebensprechens an der Gesamtstörleistung von 20 pW zulassen. Aus den Verteilungskurven Abb. 9 e ... h ergibt sich nur ein Geräuschbeitrag von < 2 pW.

Nach dem Pflichtenheft für die V 60-Zwischenverstärker soll die Nebensprechdämpfung zwischen zwei beliebigen Verstärkern in einem Gestell mindestens 9 N betragen. Die gleiche Forderung wäre auch bei der Abnahme der Verstärkerämter für das Nebensprechen zwischen beliebigen Verstärkern des Amtes, gemessen am KE-Gestell, zu stellen. Lediglich für die zusammengehörigen Verstärker für die Hin- und Rückrichtung eines Tf-Systems, die meist zu einer Baueinheit zusammengefaßt werden, könnte diese Bedingung etwas ermäßigt werden.

Es wird hier stets vorausgesetzt, daß die Toleranz von 9 N überhaupt nur bei wenigen Kombinationen auftritt, im Durchschnitt über sämtliche Kombinationen eines Amts aber ein wesentlich höherer wirksamer Mittelwert (z. B. $> 10{,}5$ N) erreicht wird, so daß der durch das Nebensprechen in den Ämtern verursachte Beitrag zum Nebensprechgeräusch sehr klein bleibt gegen den Beitrag des Tf-Kabels.

Daß dies der Fall ist, kann durch Nebensprechmessungen über mehrere betriebsmäßig eingeschaltete Zwischenämter hinweg geprüft werden. Die aus den Verteilungskurven ermittelten wirksamen Mittelwerte der Nebensprechdämpfung dürfen bei der Messung über n-Verstärkerfelder nur um $\frac{1}{2}$ ln n niedriger sein als der für ein Verstärkerfeld berechnete Mindestwert von 9,2 N.

G. V 60-Endstellen

1. Relative Pegel und Scheinwiderstände

Der Aufbau eines V 60-Endamts und die Unterteilung der V 60-Endstellen in Kanalumsetzer-, Gruppenumsetzer-, Übergruppenumsetzer- und Leitungsverstärkergestelle mit zwischengeschalteten Gruppen-, Übergruppen- und Leitungsverteilern ist bereits ausführlich dargestellt worden [1]. Die relativen Pegel und Scheinwiderstände an den einzelnen Schaltpunkten sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

2. Dämpfungsverzerrung der Tf-Kanäle

Da bei normaler Entzerrung des Frequenzbandes 12 ... 252 kHz innerhalb des schmalen Bereichs eines Tf-Kanals nur sehr kleine Dämpfungsverzerrungen auftreten, wird der Restdämpfungsverlauf in einem Tf-Kanal fast nur durch die Eigenschaften der Kanalfilter in der 1. Modulationsstufe bestimmt.

Grundsätzlich wäre für eine internationale Weitverkehrsleitung, die man sich z. B. analog dem für das Koaxialsystem gebräuchlichen Bezugssystem aus 3 bis zur Nf demodulierten Tf-Abschnitten und einigen zusätzlichen trägerfrequenten Durchschaltungen zusammengesetzt denken kann, das normale CCIF-Toleranzschema für internationale Leitungen zulässig. Man wird aber, worauf auch in der CCIF-Empfehlung besonders hingewiesen wird (Gelbb. III, S. 87/89) bei modernen Tf-Systemen noch schärfere Bedingungen erfüllen, also auch noch mehr einzelne Systeme in Reihe schalten können.

Im Pflichtenheft für die V 60-Endstellen ist vorgesehen, daß die Restdämpfungsverzerrung einer aus 6 hintereinandergeschalteten Tf-Kanälen bestehenden Leitung noch innerhalb des CCIF-Toleranzschemas bleiben soll. Dabei wird angenommen, daß sich die Restdämpfungsverzerrungen der einzelnen Tf-Kanäle zum Teil statistisch addieren und die genannte Forderung erfüllt wird, wenn bei der Abnahme (Messung in Schleifenschaltung Sendeteil-Empfangsteil) als Mittelwert sämtlicher 12 Kanäle einer Gruppe $\frac{1}{5}$ des CCIF-Schemas erreicht wird; einzelne Kanäle mit etwas größeren Dämpfungsverzerrungen bis zu $\frac{2}{5}$ des CCIF-Schemas sollen dabei nicht beanstandet werden. Für den Sendeteil der Endstelle allein (Messung vom Eingang des Kanalumsetzers

Tabelle 1

Schaltpunkt	Senderichtung	Empfangsrichtung	Scheinwiderstand
Vierdraht Nf Ein- und Ausgänge	— 2,0 N	+ 1,0 N	600 Ohm
Gruppenverteiler (60...108 kHz) Vorgruppensystem	— 4,2 N	— 3,5 N	150 Ohm (symmetrisch)
Übergruppenverteiler (312...552 kHz)	— 4,0 N	— 3,5 N	75 Ohm (unsymmetrisch)
Gruppenverteiler (276...324 kHz) FGF-System	— 2,8 N	— 3,2 N	150 Ohm (symmetrisch)
Ausgang Sendeverstärker (12...252 kHz)	+ 0,5 N	—	(Anpassung an das Kabel)
Eingang zum Übergruppenumsetzer (12...252 kHz)	—	+ 0,5 N	150 Ohm (symmetrisch)

bis zum Ausgang des Sendeverstärkers) muß $\frac{1}{5}$ des CCIF-Schemas von allen Kanälen eingehalten werden, damit eine beliebige Zusammenarbeit auch zwischen den Endstellen verschiedener Firmen sichergestellt ist. Wie die Meßergebnisse Abb. 10 zeigen, werden diese Forderungen sehr gut erfüllt.

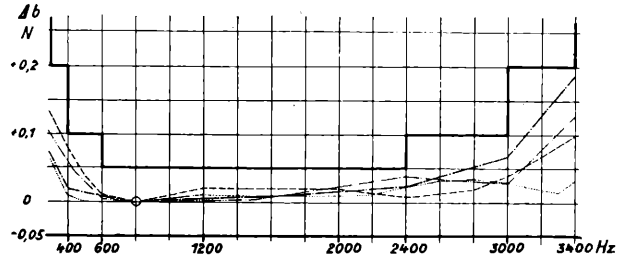


Abb. 10. Restdämpfungsverzerrung der V 60-Kanäle

Beispiele von Mittelwertskurven verschiedener Baumuster. Toleranzschema: 1/5 des CCIF-Toleranzschemas für internationale Fernleitungen

3. Laufzeitverzerrung der Tf-Kanäle

Für eine zwischenstaatliche Leitung ist nach den CCIF-Empfehlungen ein Gruppenlaufzeitunterschied von 10 bzw. 5 ms für die untere bzw. obere Grenze des übertragenen Frequenzbands 300 ... 3400 Hz gegenüber 800 Hz zulässig. Die doppelten Werte gelten für die Zubringerleitungen zum zwischenstaatlichen Durchgangsfernamt in jedem Land.

Aus den für verschiedene Kanäle gemessenen Laufzeitkurven ergibt sich, daß die durch die Kanalfilter verursachten Laufzeitunterschiede gegenüber 800 Hz etwa 1,3 ms an der unteren und 0,7 ms an der oberen Übertragungsgrenze eines Tf-Kanals betragen. Die zulässige Toleranz wird also auch bei der Hintereinanderschaltung von 6 Tf-Kanälen für eine zwischenstaatliche Leitung bzw. 12 Kanälen für die Zubringerleitung zum zwischenstaatlichen Durchgangsfernamt noch nicht überschritten.

Die Laufzeitverzerrung der Tf-Leitung 12 ... 252 kHz bringt innerhalb des schmalen Bandes eines Tf-Kanals auch bei sehr langen Leitungen noch keinen wesentlichen Beitrag zu der durch die Kanalfilter gegebenen Laufzeitverzerrung.

4. Klirrfaktor und Amplitudenabhängigkeit eines Tf-Kanals

Mit Rücksicht auf die WT-Übertragung wurde $k_2 \leqq 3\,\%$, $k_3 \leqq 1\,\%$ bei der Übertragung eines Meßtons 800 Hz (0 N am relativen Pegel 0) gefordert. Die tatsächlich erreichten Klirrfaktoren sind noch wesentlich kleiner, durchweg wurde ein Summenklirrfaktor $< 1\,\%$ gemessen, wobei der für die WT störende Klirrfaktor k_3 nur wenige ‰ betrug.

Die mit 800 Hz gemessene Restdämpfung eines Tf-Kanals darf nicht vom Pegel der Meßspannung abhängen, da sonst bei der Hintereinanderschaltung mehrerer Kanäle die Stabilität der Leitung (Pfeifsicherheit) zu sehr verringert wird. Nach dem Pflichtenheft soll die Restdämpfungsänderung in einem Tf-Kanal bei einer Pegelabweichung ± 0,7 N vom Normalpegel nicht mehr als $^{+0,1}_{-0,03}$ N betragen. Die gemessenen Werte sind noch wesentlich kleiner. (Vgl. auch Abschn. H 1, Amplitudenbegrenzer.)

5 Geräuschspannung eines Tf-Kanals

Bei Schleifenschaltung Sendeteil-Empfangsteil soll das Grundgeräusch (Röhrenrauschen, Geräusch aus der Stromversorgung usw.) am Ausgang eines Tf-Kanals < 1 mV am rel. Pegel + 1 N/600 Ohm (230 pW am rel. Pegel 0) sein. Diese Bedingung wurde bei allen Kanälen erfüllt. Der Leistungsmittelwert des Grundgeräuschs der Endstellen war noch um etwa 0,5 N kleiner (85 pW am rel. Pegel 0).

6. Verständliches Nebensprechen

Verständliches Nebensprechen entsteht durch unzureichende Siebung der Trägerspannungen (Modulation der Träger mit 4 kHz oder Vielfachen von 4 kHz), durch Kopplungen in der Gestell- oder Amtsverdrahtung, den Schaltfeldern, Verteilern usw. In Übereinstimmung mit einer CCIF-Empfehlung wird für die Grunddämpfung des verständlichen Nebensprechens (gemessen mit 800 oder 1000 Hz) zwischen beliebigen Kanälen einer Endstelle bei Schleifenschaltung Sendeteil-Empfangsteil $b_0 \geqq 7{,}5$ N gefordert. Diese Bedingung wurde bei allen Kombinationen erfüllt. Zur Messung wurde ein selektiver Empfänger benutzt. Da bei den weitaus meisten Kombinationen wesentlich höhere, über der Meßgrenze liegende Nebensprechdämpfungen gemessen wurden, bleibt der Beitrag des verständlichen Nebensprechens zum Gesamtgeräusch sehr klein.

7. Unverständliches Nebensprechen

Der Aufwand für die Kanalfilter der ersten Modulationsstufe wird im wesentlichen durch die Restdämpfungstoleranz im Durchlaßbereich und die Sperrdämpfungsforderung für die Unterdrückung des nicht übertragenen Seitenbandes bestimmt. Hiermit wird ungefähr auch die Zahl der erforderlichen Spulen und Kondensatoren festgelegt. Da die Kanalfilter etwa 40 % der Kosten einer Endstelle ausmachen, ist es zweckmäßig, die Sperrdämpfung der Filter nicht übermäßig hoch zu treiben und für das unverständliche Nebensprechen über die Kanalfilter einen angemessenen Beitrag zum Gesamtgeräusch zuzulassen (z. B. 100 pW am rel. Pegel 0).

Da die Geräuschleistung im gestörten Nachbarkanal sehr stark von der Verteilung der Sprechleistung im störenden Kanal über das Sprachfrequenzband abhängt, wird zur Messung ein Schnarrsummer (SuH Relsum 55 a) benutzt, dessen Frequenzspektrum ungefähr der Verteilung der Sprechleistung bei modernen Teilnehmerapparaten entspricht. Als Schnarrpegel 0 wird ein Effektivwert der Schnarrspannung von 250 mV an 600 Ohm festgelegt (— 1,1 N, mittlere Sprechleistung eines Dauersprechers am rel. Pegel 0). Dabei soll in Schleifenschaltung Sendeteil-Empfangsteil einer Endstelle die durch unverständliches Nebensprechen entstehende Geräuschspannung in benachbarten Kanälen 1,3 mV, in nicht benachbarten Kanälen 0,5 mV am rel. Pegel + 1 N (Ausgang der Kanalumsetzer nicht überschreiten. Aus den Verteilungskurven sämtlicher Messungen erhält man mit geringer Streuung als Leistungsmittelwert für beide Nachbarkanäle zusammen einen Geräuschbeitrag von etwa 100 pW am rel. Pegel 0. Hier ist, wie bei allen Nebensprechforderungen des Pflichtenhefts, wesentlich, daß die erreichten wirksamen Mittelwerte beträchtlich über der Mindestforderung liegen.

8. Trägerreste

Am Ausgang des Sendeverstärkers einer Endstelle sollen alle Trägerreste mindestens 2,5 N (die Summenleistung der Trägerreste einer Zwölfergruppe mindestens 1,7 N) unter dem relativen Kanalpegel liegen.

Diese Bedingungen sind bei der Abnahme der Endstellen durch Einstellen des Trägerrestabgleichs in den Modulatoren leicht zu erfüllen. Soweit sich bis jetzt übersehen läßt, wird eine Überwachung bzw. Nachstellung der Trägerkompensation in Zeitabständen von etwa 6 Monaten genügen. Die zeitliche Konstanz der Modulatoren (Alterungserscheinungen) kann erst nach längerer Betriebszeit endgültig beurteilt werden.

9. Genauigkeit der Trägerfrequenzen

Da sämtliche Trägerfrequenzen eines Endamts von einem quarzstabilisierten Grundgenerator abgeleitet werden, genügt die Überwachung einer beliebigen Trägerfrequenz. Das CCIF stellt die grundsätzliche Forderung, daß eine über einen Tf-Kanal übertragene Frequenz um nicht mehr als 2 Hz verschoben werden darf. Das bedeutet eine Genauigkeit von ± 1 Hz für sämtliche Nullfrequenzen einer Endstelle; bezogen auf die höchste übertragene Frequenz 252 kHz also eine absolute Frequenzgenauigkeit von $4 \cdot 10^{-6}$.

Zur genauen Frequenzmessung wird ein einfacher Oszillograph benutzt, an dessen Zeitplatten eine 1000-Hz-Normalfrequenz angelegt wird, die mit einer Genauigkeit von mindestens 10^{-7} auch für andere Messungen (Funküberwachung) über Nf-Leitungen zu den größeren Verstärkerämtern verteilt wird. Im Pflichtenheft wird gefordert, daß die Frequenzgenauigkeit von $4 \cdot 10^{-6}$, also 1 Hz bezogen auf 252 kHz, ohne Nachjustierung des Grundgenerators über einen Zeitraum von mindestens 1 Monat erhalten bleibt. Diese Forderung wurde bei allen Baumustern erfüllt. Bei Quarzgeneratoren mit Thermostat ist eine noch wesentlich größere Konstanz ohne besonderen Aufwand erreichbar.

Durch den Anschluß an die 1000-Hz-Normalfrequenz mit sehr hoher absoluter Genauigkeit wird sichergestellt, daß beliebige Endstellen ohne besonderen Frequenzvergleich zusammenarbeiten können. Auch bei einer Reihenschaltung mehrerer Tf-Kanäle wird noch keine für die WT-Übertragung störende Frequenzverschiebung auftreten.

H. Fragen des Betriebes

1. Amplitudenbegrenzer

Die Forderung, daß bei einer Reihenschaltung mehrerer Tf-Kanäle die Restdämpfung nicht von der Amplitude der Meßspannung abhängen und der Klirrfaktor mit Rücksicht auf WT-Übertragung möglichst klein bleiben soll, führt zur Verwendung von Modulatoren, die erst bei sehr hohem Überpegel als Amplitudenbegrenzer wirken. In Abb. 11 sind Messungen der Amplitudencharakteristik des Sende- und Empfangsteils der V 60-Endstellen zusammengestellt. Es zeigt sich, daß der Pegel am Ausgang des Sendeverstärkers der Endstelle auch bei hohen Überpegeln noch linear vom Eingangspegel der Nf abhängt. Eine hohe Störspannung in einer angeschlossenen Nf-Leitung kann also zu einer Übersteuerung des V 60-Systems führen.

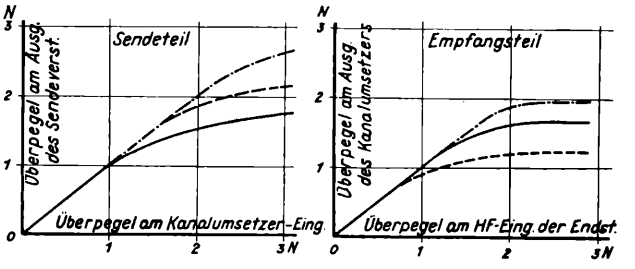


Abb. 11. Amplitudencharakteristik des Sende- und Empfangsteils der V 60-Endstellen. (Verschiedene Baumuster)

Als Ursachen für Störspannungen kommen hier in Betracht:

a) Starkstromstörungen, insbesondere in Freileitungen oder bei Erdschlüssen usw. im Kabelnetz,

b) Wählimpulse und Knallgeräusche aller Art,

c) pfeifende Leitungen, und zwar sowohl die Tf-Leitung selbst als auch angeschlossene Leitungen.

Das Auftreten hoher Störspannungen infolge der genannten Fehler wird sich auch bei größter Sorgfalt nicht völlig vermeiden lassen, und es ist nicht vertretbar, wenn durch Störungen in einem Kanal alle übrigen Kanäle des V 60-Systems beeinträchtigt werden.

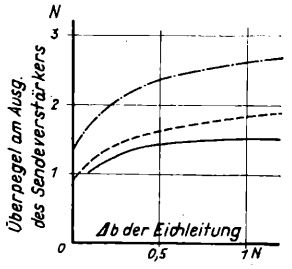


Abb. 12. Pfeifpegel in den V 60-Kanälen bei Überschreitung der Pfeifgrenze. (Verschiedene Baumuster)

Abb. 12 zeigt, bis zu welchem Pegel ein Tf-Kanal anschwingt, wenn der Pfeifpunkt überschritten wird. Bei diesen Versuchen wurde unmittelbar der Ausgang eines Kanalverstärkers mit dem Eingang des gleichen Kanalumsetzers über eine Eichleitung von etwa 3 N verbunden, die so eingestellt wurde, daß bei Schleifenschaltung Sendeteil-Empfangsteil der Endstelle gerade eine Selbsterregung des Kanals einsetzte. Die Eichleitung wurde dann in Stufen von 0,1 N verkleinert und bei jeder Einstellung der Pfeifpegel am Ausgang des Sendeverstärkers gemessen. Wie die Diagramme zeigen, entstehen schon bei geringer Überschreitung des Pfeifpunkts beträchtliche Überpegel; eine Amplitudenbegrenzung kommt erst durch die begrenzte Leistung des Kanalverstärkers zustande.

Bei Sprechbelastung können nach E 1 Spitzenspannungen auftreten, die eine Aussteuerungsgrenze der Zwischenverstärker von + 2,75 N am rel. Pegel + 0,5 N (250 mW) beanspruchen. Ein mit + 1 N am rel. Pegel 0 pfeifender Kanal ergibt zwar nur eine zusätzliche Leistung von 20 mW am rel. Pegel + 0,5 N, bei phasenrichtiger Addition der Pfeifspannung zu den bereits vorhandenen Spannungsspitzen können jetzt aber Spannungsspitzen bis zu + 3,0 N entstehen. Etwa 0,2 N Aussteuerungsreserve wären also mit Rücksicht auf diesen pfeifenden Kanal zu fordern.

Bei mehreren pfeifenden oder mit hohen Störspannungen belegten Kanälen tritt diese Forderung nach Erhöhung der Aussteuerungsreserve mehrfach auf, und es können insbesondere für die WT-Übertragung sehr störende Übersteuerungs-Klirrgeräusche auftreten, wenn man nicht durch besondere Amplitudenbegrenzer dafür sorgt, daß die Störspannungen einen Höchstwert von z. B. + 1 N am rel. Pegel 0 nicht überschreiten. Solche Amplitudenbegrenzer, wie sie auch schon beim deutschen 3-kHz-Breitbandsystem benutzt wurden, wären zweckmäßig in Verbindung mit den Gabelschaltungen, Rufumsetzern und Wählzeichenübertragungen beim Übergang von den Zweidrahtsprechwegen zu den Tf-Kanälen anzuordnen. Bei der vierdrahtmäßigen Verbindung zweier Tf-Kanäle sind keine Amplitudenbegrenzer erforderlich.

Die wesentliche Aufgabe der Amplitudenbegrenzer soll also nicht darin bestehen, die normalen Sprechspannungen zu begrenzen. Die mit Rücksicht auf die Sprechbelastung zu fordernde Aussteuerungsgrenze der Zwischenverstärker wird dadurch nur um etwa 0,1 ... 0,2 N verringert [21], was zwar auch erwünscht ist, den zusätzlichen Aufwand für die Amplitudenbegrenzer aber nicht rechtfertigen könnte. Es soll vielmehr verhindert werden, daß die betrieblich möglichen und heute in großem Umfang vorhandenen Störspannungen, Knallgeräusche usw. mit Überpegeln von mehreren N über die Kanalmodulatoren hinweg bis zum Sendeverstärker der Endstelle vordringen und zu Übersteuerungserscheinungen führen können.

2. WT-Sicherheit des V 60-Systems

Ein Kanal eines V 60-Systems erfüllt alle Anforderungen, die an Fernsprechkanäle zu stellen sind, die mit WT belegt werden. WT-Übertragungsversuche sollten daher nur zeigen, wie sich durch Übersteuerungserscheinungen, Unterbrechungen usw. hervorgerufene künstliche Störungen auswirken.

Bei einem ersten Versuch wurde eine mit normalem Pegel (— 2,8 N je WT-Träger am rel. Pegel 0 eines Fernsprechkanals) übertragene 24fach-WT durch Einblendung eines gleichmäßigen Grundgeräuschs gestört. Gemessen wurde die Verzerrung der Zeichen in den WT-Kanälen in Abhängigkeit vom Pegel des Grundgeräuschs. Als Störgeräusch diente zunächst das rein thermische Rauschen in einem Tf-Kanal, dann das ebenfalls rauschähnliche Übersteuerungsgeräusch, das in dem mit WT belegten Kanal entsteht, wenn 21 weitere Kanäle des gleichen V 60-Systems mit nicht kohärenten Rauschspannungen belastet werden. Die Meßergebnisse entsprechen den Kurven a und b der Abb. 13.

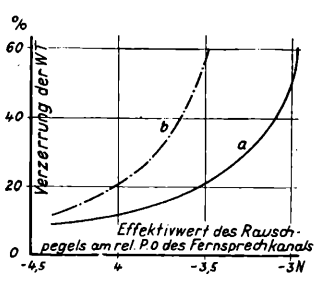


Abb. 13. Beeinflussung der WT-Übertragung durch ein gleichmäßiges Störgeräusch
a) Thermisches Rauschen
b) Rauschähnliches Klirrgeräusch

Da das thermische Grundgeräusch einer 2500 km langen Tf-Leitung nur 2500 pW = — 6,5 N am rel. Pegel 0 (bzw. — 6,2 N bei Messung ohne Geräuschspannungsmesser) betragen sollte, ist selbst bei der 10fachen Leitungslänge noch keine merkliche Störung der WT durch das Grundgeräusch zu befürchten. Stärker stört das scharfe rauschähnliche Übersteuerungsgeräusch.

Bei Vergleichsversuchen mit Sprechbelastung in 20 Kanälen ergab sich keine merkliche Beeinflussung der WT, solange nicht infolge ungewöhnlich hoher Pegeleinstellung Übersteuerungserscheinungen in den Tf-Zwischenverstärkern auftraten, da das normale Klirrgeräusch bei den hier zur Verfügung stehenden Schleifenlängen noch gering ist. Bei zu hoher Sprechbelastung führten spratzende Übersteuerungs-Klirrgeräusche sofort zu erheblichen Störungen („Spritzer" im Verzerrungsmesser, falsche Buchstaben im Springschreiber). Es treten offenbar sehr hohe Klirrleistungen innerhalb enger Frequenzbereiche auf, wenn zufällig laute Silben in verschiedenen Kanälen zusammentreffen und zu einer Übersteuerung der Tf-Verstärker führen. Fallen diese Übersteuerungs-Klirrfrequenzen in WT-Kanäle, so sind Störungen dieser Kanäle unvermeidlich.

Die unter E 4 diskutierte Senkung des relativen Kanalsendepegels von + 0,5 N auf 0 N unter Beibehaltung der jetzigen Tf-Zwischenverstärker wäre für die WT-Übertragung nur vorteilhaft.

Eine Erhöhung des Pegels der WT-Träger von — 2,8 N auf den nach den CCIF-Empfehlungen zulässigen Wert von — 2,4 N am rel. Pegel 0 des Sprechkanals würde dagegen keinen wesentlichen Gewinn bedeuten.

Das Arbeiten der meist noch nicht endgültigen Schnellumschaltvorrichtungen für die Ersatzschaltung von Zwischenverstärkern usw. wurde geprüft. (Meßverfahren: Beobachtung einer Meßfrequenz im Oszillographen mit Kreisablenkung 50 Hz. Ein Umlauf = 20 ms. Die Schaltzeiten sind als Sektoren im Kreisoszillogramm leicht abzulesen.) Es zeigte sich, daß Schaltzeiten von < 2 ms auch mit einfachen Schaltrelais erreicht werden können.

Die Forderung nach einer Schaltzeit von < 2 ms ergibt sich aus folgender Überlegung: Bei einem normalen Spielraum der empfangenden Springschreiber von etwa 10 % wird eine einmalige einseitige Zeichenverzerrung von 2 ms = $^1/_{10}$ Stromschritt noch nicht zu falschen Buchstaben führen; eine 2 ms dauernde Unterbrechung wird auch das Empfangsrelais der WT-Endstelle noch nicht zum Ansprechen bringen, führt also noch nicht zu einem faschen Startimpuls. Bei 5 ms langen Unterbrechungen sind schon falsche Zeichen und Startimpulse zu erwarten.

Auch durch die bei der Regelung der Verstärker auftretenden sprunghaften Verstärkungsänderungen von 0,1 N kann eine zusätzliche, im allgemeinen noch nicht störende Zeichenverzerrung von 10 % auftreten. Die Regler der Versuchsmuster waren zum Teil noch nicht in der endgültigen WT-sicheren Schaltungsweise ausgeführt. Bei den künftigen Lieferungen sollen die Pegelregler und Temperaturentzerrer WT-sicher arbeiten, für die Entzerrer und Zusatzentzerrer wird keine unterbrechungslose Regelbarkeit gefordert.

Das einwandfreie Arbeiten der Regler ist am einfachsten durch Abhören eines 800-Hz-Meßtons zu prü-

fen. Beim langsamen Drehen der Regler dürfen beim Übergang auf den Nachbarkontakt nur die gerade hörbaren Lautstärkeunterschiede von 0,1 N auftreten, aber keine zusätzlichen Knack- oder Kratzgeräusche.

3. Stabilität

Für die Beurteilung der mit den neuen V 60-Einrichtungen zu erwartenden Stabilität können folgende Messungen herangezogen werden:

a) Restdämpfungsschwankungen der Vielfachschleifen

Mit einem registrierenden Pegelschreiber wurde die Restdämpfung einer Reihenschaltung von sechs Tf-Kanälen überwacht; da außerdem die beiden Leitungsschleifen jeder Firma in Reihe geschaltet wurden, wurde jedes Verstärkeramt 24mal von dem Pegelton durchlaufen. Die z. B. durch Netzspannungsschwankungen in einem Amt hervorgerufenen Verstärkungsänderungen der Zwischenverstärker gehen also mit dem Faktor 24 in die Beobachtung ein. Diese systematische Fehleraddition entspricht keineswegs den normalen Betriebsverhältnissen, so daß die beobachteten Restdämpfungsschwankungen zu ungünstig erscheinen.

b) Einfluß von Netzspannungsschwankungen in den Zwischenämtern

Die systematische Fehleraddition ermöglichte eine Beobachtung der sehr kleinen Verstärkungsänderungen der Zwischenverstärker bei einer definierten Änderung der Anoden- oder Heizspannung. Beide Spannungen wurden in mehreren Ämtern in einem weiten Bereich verändert und die dabei am Pegelschreiber der Vielfachschleife aufgezeichnete Restdämpfungsänderung festgestellt. Es zeigte sich das bei allen Firmen etwa gleiche Ergebnis, daß der Einfluß der Spannungsänderungen am oberen Frequenzbande, also in der Gruppe E, am größten ist (größte Verstärkung, kleinste Gegenkopplung).

Im Pflichtenheft für die V 60-Geräte wird eine Konstanz der Heiz- und Anodenspannung von $\pm 2\,\%$ vorausgesetzt. Unter der Annahme einer systematischen Tag/Nacht-Änderung der Anodenspannung von 8 V und einer gleichzeitigen Heizspannungsänderung von 0,8 V würde sich nach den Meßergebnissen für 130 Felder (2500 km) eine Restdämpfungsänderung von etwa 60 mN in Gruppe E ergeben. In Gruppe A oder B ist diese Änderung noch wesentlich kleiner, die größeren Schwankungen in Gruppe E werden also durch eine auf den Pilotton 60 kHz abgestellte automatische Pegelregelung nicht mit erfaßt.

c) Änderung der Kabeltemperatur

Die normale Temperaturabhängigkeit der Kabeldämpfung soll durch besondere Temperaturentzerrer ausgeglichen werden, die etwa in jedem 4. Amt (den Tf-Hauptämtern) eingeschaltet werden. Nach längerer Beobachtung neuer Tf-Linien wird man voraussichtlich die Entzerrungskurve des Temperaturentzerrers so korrigieren können, daß eine möglichst günstige, der jeweiligen Tf-Linie angepaßte Entzerrung während des ganzen Jahres erreicht wird.

Voraussichtlich genügt es, wenn die in den Tf-Hauptämtern eingeschalteten Temperaturentzerrer etwa einmal wöchentlich, zeitlich richtig gegeneinander gestaffelt, entsprechend der gemessenen Kabeltemperatur von Hand nachgeregelt werden. Nur in größeren Knotenpunkten wird man u. U. noch einen zusätzlichen automatischen Entzerrungsregler vorsehen, der durch die Pilotfrequenz 60 kHz gesteuert wird. Darüber hinaus besteht auch beim V 60-System die Möglichkeit einer noch weitergehenden Stabilisierung der Restdämpfung durch mehrere Pilotfrequenzen, insbesondere durch die CCIF-Gruppenpilotfrequenzen (84 kHz in der Grundgruppe 60 ... 108).

Zum Schluß möchte der Verfasser noch allen Mitarbeitern danken, die an den zum Teil recht langwierigen Messungen beteiligt waren oder in Diskussionen zu den hier dargestellten Ergebnissen beigetragen haben.

Nachtrag: 24paarige Tf-Fernkabel sind inzwischen auf den Strecken Stuttgart—Karlsruhe—Mannheim—Frankfurt a. Main—Limburg—Bonn—Köln—Düsseldorf verlegt worden. Ein älteres, in kurzen Abständen bespultes 8paariges Styroflexkabel Stuttgart—München wird z. Z. entspult und ist zunächst mit einem V 60-System Stuttgart—München beschaltet worden. Die wesentlichen Meßergebnisse, insbesondere der Abschnitte C 2, D 7 und G 2 konnten auch bei den Messungen an V 60-Verbindungen zwischen den genannten Städten bestätigt werden. Der relative Kanalsendepegel der V 60-Zwischenverstärker soll von + 0,5 N auf + 0,2 N herabgesetzt werden.

Schrifttumsverzeichnis

[1] W. Zerbel, Das deutsche Trägerfrequenzsystem V 60. FTZ 4 (1951), H. 5—6, S. 193—201 u. 268—274.
[2] H. Düll, Die Planung des deutschen Weitverkehrsnetzes mit trägerfrequenten Einrichtungen. VDE-Fachber. 1949, S. 121—127.
[3] H. Griem u. W. Zerbel, Planung eines neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabelnetzes für den Weitverkehr. FTZ 3 (1950), H. 3, S. 73—81.
[4] F. Ring u. W. Zerbel, Die Reichweite von Trägerfrequenzsystemen FTZ 3 (1950), H. 10, S. 377—384.
[5] H. F. Mayer u. F. Hölzler, Einige Entwicklungstendenzen in der Übertragung von Nachrichten. SuH-Entwicklungsberichte 14 (1951), H. 1, S. 1—10.
[6] J. Schniedermann, Neue Fernsprech-Weitverkehrssysteme. SuH-Entwicklungsberichte 14 (1951), H. 1, S. 11—20.
[7] W. Wolff, Trägerfrequenzkabel und -Anlagen. AEG-Mitt. 41 (1951), S. 129—135; K. H. Werner, Die neuen Trägerfrequenzgeräte der AEG. AEG-Mitt. 41 (1951), S. 143—148.
[8] G. H. Bast, D. Goedhardt u. J. F. Schouten, Trägerfrequenztelephoniesystem für 48 Kanäle. Philips Techn. R. 9 (1947), H. 6, S. 161—171; 10 (1949), S. 353—363.
[9] P. Oehlen, Neue Untersuchungen an einem 48-Kanal-Tf-System für unbelastete Kabelleitungen. FuG-Rundsch. (1950), H. 30, S. 103—112.
[10] G. Reuschenbach u. R. Schmidt, Über die zeitliche Konstanz der Eigenschaften von Trägerfrequenzkabeln. FuG-Rundsch. (1950), H. 29, S. 72—78.
[11] R. Schmidt, Messungen an einer Versuchsanlage mit 48-Kanalgeräten. FuG-Rundsch. (1950), H. 31, S. 147—156.
[12] H. Lehmann, Verlustkompensierte Filter in Tf-Systemen. FTZ 3 (1950), H. 11, S. 415—417.

[13] H. F. Mayer, Einige Ergebnisse aus der neueren Entwicklung der Trägerfrequenztelephonie. EFD 63 (1943), S. 67—75.
[14] E. Hölzler u. W. Arens, Das Wärmerauschen als Störgeräusch. EFD (1937), H. 46, S. 123—127.
[15] Vgl. z. B. Rothe u. Kleen, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker.
[16] H. F. Mayer u. D. Thierbach, Über den Einfluß von Nichtlinearität und Wärmerauschen auf die Reichweite von Trägerfrequenz-Vielfachsystemen. EFD 48 (1938), S. 6—12.
[17] H. Jacoby u. G. Günther, Über die Wahrscheinlichkeit der in Tf-Vielfachsystemen auftretenden linearen und nichtlinearen Spannungen. Z. f. Hochfr. u. Elektroakustik 52 (1938), S. 201—209.
[18] W. R. Bennett, Cross Modulation in Multi-Channel Amplifiers below Overload. B. S. T. J. 19 (1940), S. 587.
[19] R. A. Brockbank u. C. A. Wass, Nonlinear Distortion in Transmission Systems. J. J. E. E. 92 (1945), Teil 3, S. 45—56.
[20] B. B. Jacobsen, The Effect of Non-Linear Distortion in Multi-Channel Amplifiers. El. Comm. 19 (1940/41), S. 29—54.
[21] B. D. Holbrook u. J. T. Dixon, Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. B. S. T. J. 18 (1939), S. 624—644.
[22] F. Strecker, Nichtlineare Verzerrungen mehrerer sinusförmiger Schwingungen im Eisen. ENT 18 (1941), H. 10, S. 226—238.
[23] R. Feldtkeller, Spulen und Übertrager mit Eisenblechkernen. 3 Bde. Hirzel Verlag Stuttgart, 1949.
[24] K. Küpfmüller, Systemtheorie. Verlag Hirzel Stuttgart, 1949.

(Eingeg. 26. Nov. 1951)

Sonderdruck aus der Zeitschrift „FERNMELDE-PRAXIS“ Nr. 6/52

Franz Westphal-Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz

Zulässige Toleranzen der Bauelemente für Rundfunkleitungs-Entzerrer

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von Erich Sünram, Frankfurt/M.

DK 621.392.53

Allgemeines

In FP 13 u. 15/1951 hat der Verfasser eine Abhandlung über den Aufbau und die theoretischen Grundlagen des Rundfunkleitungsentzerrers gebracht. Am Schluß der Ausführungen wurde u. a. darauf hingewiesen, daß der Verlauf der Dämpfungskurven durch verschiedene Faktoren beeinträchtigt wird. Neben den Verlusten die jedem Bauteil in der Praxis anhaften, spielen die Toleranzen dieser Einzelteile, die man aus wirtschaftlichen Erwägungen heraus gern so groß wie möglich lassen möchte, eine große Rolle. Der Aufwand an Entzerrerbauteilen wächst mit der Genauigkeit, mit der die errechneten elektrischen Werte einzuhalten sind. Es ist also die Frage zu beantworten, welche Ungenauigkeiten oder Toleranzen die elektrischen Werte der Kondensatoren, Spulen und Widerstände haben dürfen, wenn die Dämpfungskurven noch hinreichend genau sein sollen.

Der Praktiker ist oft verleitet, dieses oder jenes Zugeständnis an die Genauigkeit der elektrischen Größen der Bauteile zu machen und muß oft, wenn die Folgen nicht von vornherein übersehen werden, viel an Zeit und Mühe aufwenden, um die Ursache des Fehlers zu finden oder diesen auszugleichen. Ebenso kommt es vor, daß er sich mit einem schlechten Ergebnis zufriedengibt, um nicht noch einmal von vorn anfangen oder, wie er meint, andernfalls größeren Aufwand (z. B. an weiteren Spulen) treiben zu müssen.

Es wird im folgenden gezeigt, welche Toleranzen man bei gegebener höchster Abweichung vom Solldämpfungsverlauf für die elektrischen Werte der Bauteile zulassen kann und wie man mit Hilfe einfacher Ausgleichsmaßnahmen mit geringstem Aufwand, insbesondere an Spulen, auskommen und dennoch eine große Genauigkeit des Dämpfungsverlaufs erreichen kann. Hierzu sind lediglich bei der Berechnung der Entzerrerglieder einige kleine, zusätzliche Berechnungen anzustellen, die, wenn sie dem Praktiker einmal vertraut sind, nur wenig Mühe machen.

Toleranzen

Je genauer eine Entzerrung sein soll, um so genauer müssen die elektrischen Werte der einzelnen Aufbauteile mit den errechneten Werten übereinstimmen. Da es aber praktisch nicht möglich ist, sämtliche irgendwie vorkommenden Werte für Spulen, Kondensatoren und Widerstände vorrätig zu halten, müssen die benötigten elektrischen Werte aus vorhandenen Bauteilen zusammengesetzt werden. Stellt man dabei in Rechnung, daß diese wiederum mehr oder weniger große Abweichungen von dem Nennwert haben können, so ist leicht einzusehen, daß immer eine Differenz zwischen der errechneten und der tatsächlich eingesetzten elektrischen Größe bestehen bleiben wird. Auch wenn man dazu übergeht, die gewünschten

Werte durch Messung zusammenzustellen, wird es notwendig sein, den Grad der zulässigen Ungenauigkeit bzw. der Toleranzen zu kennen, über die man nicht hinausgehen darf. Außerdem haben die in Frage kommenden Meßgeräte zur Bestimmung der einzelnen elektrischen Werte Meßunsicherheiten in der Größenordnung von 1 bis 2 %. Welche Abweichung man für einen (aus mehreren Einzelwerten zusammengesetzten) elektrischen Wert außerdem zulassen kann, wenn mit dem Gesamtgebilde der Solldämpfungsverlauf hinreichend genau eingehalten werden soll, wird nachstehend erläutert.

a) Widerstände

Ausgehend von der Regel, daß der Widerstand R_1 im Längszweig eines Dämpfungsgliedes die Höhe der Dämpfungskurve bestimmt (s. FP 13 u. 15/51), wird man folgende vergleichbaren Beziehungen ansetzen können:

$$e^{b_0} - 1 = \frac{R_1}{Z}; \quad e^{b'_0} - 1 = \frac{R'_1}{Z}; \quad R'_1 = p \cdot R_1. \tag{1}$$

R'_1 ist dabei der um den Faktor p vom Sollwert R_1 abweichende tatsächliche Widerstand, b'_0 die sich mit R'_1 ergebende Grunddämpfung. Bezeichnet man die Abweichung von der Solldämpfung mit $\triangle b$, so ist diese

$$\triangle b = b'_0 - b_0; \tag{2}$$

$\triangle b$ ist dann von negativem Wert, wenn $b_0 > b'_0$ ist. Umgeformt in die e-Funktion erhält man Gl (2) zu $e^{\triangle b} = e^{b'_0 - b_0} = \frac{e^{b'_0}}{e^{b_0}}$

und daraus $e^{\triangle b} = \frac{p \cdot R_1 + Z}{R_1 + Z}$. (3)

Ist $p < 1$, d. h. weicht der Wert des Widerstandes vom Sollwert im negativen Sinne ab, so muß auch $\triangle b$ negativ sein; bei $p > 1$ ist $\triangle b$ positiv. Durch Umstellen der Gl (3) nach p ergibt sich:

$$p = e^{\triangle b} \cdot \left(1 + \frac{Z}{R_1}\right) - \frac{Z}{R_1} \tag{4}$$

Setzt man für $Z = \frac{R_1}{e^{b_0} - 1}$ ein, so kommt man schließlich zu der Beziehung:

$$p = e^{\triangle b} + \frac{e^{\triangle b} - 1}{e^{b_0} - 1} \tag{5}$$

Die Größe der zulässigen Abweichung des Widerstandswertes ist also sowohl von der zugelassenen Dämpfungsabweichung $\triangle b$ als auch von der jeweiligen Grunddämpfung b_0 eines Entzerrergliedes abhängig. In der nachstehenden Tabelle ist p in % in Abhängigkeit von einigen praktisch interessierenden Werten von $\triangle b$ und und b_0 angegeben.

b_0 =	0,2 N	0,4 N	0,6 N	0,8 N	1,0 N	1,5 N	2,0 N
p bei $\triangle b$ = 0,01 N	5,5 %	3,0 %	2,2 %	1,8 %	1,6 %	1,3 %	1,15 %
p bei $\triangle b$ = 0,02 N	11,0 %	6,0 %	4,4 %	3,6 %	3,2 %	2,6 %	2,3 %
p bei $\triangle b$ = 0,03 N	16,5 %	9,0 %	6,6 %	5,5 %	4,8 %	3,9 %	3,5 %
p bei $\triangle b$ = 0,04 N	22,0 %	12,0 %	8,9 %	7,2 %	6,3 %	5,1 %	4,6 %
p bei $\triangle b$ = 0,05 N	27,5 %	15,0 %	11,1 %	9,0 %	7,9 %	6,4 %	5,8 %

Aus der Tabelle ersieht man, daß bei Entzerrergliedern mit höherer Grunddämpfung b_0 die zulässige Abweichung eines Widerstandswertes vom Sollwert immer geringer wird. Will man beispielsweise bei einem $b_0 = 2{,}0\,N$ als höchste Dämpfungsabweichung $\triangle b = 0{,}02\,N$ zulassen, so müssen die Widerstandswerte innerhalb der Toleranz $\pm$ 2,3 % liegen. Von den angegebenen Zahlenwerten sind der Sicherheit halber noch etwa 1—1,5 % abzuziehen, da man auch noch die Meßunsicherheit des zur Bestimmung des Widerstandes dienenden Meßgeräts in Betracht ziehen muß.

Für den Bedarfsfall kann man aus Vorstehendem leicht die Toleranzwerte für R_1 (und auch $R_2 + Z$) bei einer nach Ermessen festzulegenden max. zulässigen Dämpfungsabweichung aufstellen.

Da der im Querzweig des Entzerrergliedes liegende Widerstand R_2 in der festen Beziehung $R_2 = \frac{Z^2}{R_1}$ steht, ist für ihn (solange p nicht wesentlich vom Wert 1 abweicht) die gleiche Toleranz einzuhalten.

Es ist: $$R'_2 = \frac{Z^2}{R'_1} = \frac{Z^2}{p \cdot R_1} = \frac{1}{p} \cdot \frac{Z^2}{R_1} = \frac{1}{p} \cdot R_2.$$

Die Widerstände R_2 und Z im Querzweig sind aus praktischen Gründen stets zu einem Widerstand zusammengefaßt. Es ergibt sich logischerweise, daß $R_2 + Z$ noch weniger Toleranz haben darf als der Widerstand R_1.

Will man die Solldämpfung möglichst genau einhalten, wird es immer zweckmäßig sein, für den Querwiderstand etwas nach der negativen Seite abzuweichen, wenn der Längswiderstand positive Abweichung hat und umgekehrt.

b) Kondensatoren

Die Toleranzen der für Nachbild- und Entzerrerzwecke dienenden Kondensatoren betragen oft bis zu $\pm$ 10 % des Nennwertes; sie werden trotzdem noch als durchaus tragbar angesehen. Den gewünschten bzw. errechneten Kapazitätswert wird man zweckmäßig möglichst durch Messen der Einzelkapazitäten zusammenstellen. Man wird, wie überall, so auch hierbei bemüht sein, mit so wenig wie möglich Material auszukommen. Damit ist auch die Frage nach der höchstzulässigen Toleranz der (durch Messen zusammenzustellenden) Kapazität gestellt.

Für den Sollfall ist $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$ anzusetzen, für den Istfall $\omega'_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot p \cdot C}}$

(wenn $p = \frac{C'}{C}$ der Abweichungsfaktor ist und ω'_0 die sich mit C' einstellende, vom Sollwert abweichende Kennfrequenz).

Es ist dann $\omega'_0 = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{p}}$ und $p = \left(\frac{\omega_0}{\omega'_0}\right)^2$ (6)

Da bei steilen Keil- oder Lochgliedern eine geringe Abweichung von der Kennfrequenz schon erhebliche Fehler im Dämpfungverlauf im Gebiet der größten Flankensteilheit verursachen kann, dem gegenüber bei weniger steilen Gliedern (einschl. der fallenden und steigenden Dämpfungsglieder) der Fehler weniger stark auftritt, läßt sich für die Praxis ein für alle Fälle geltendes einfaches Bezugsmaß nicht aufstellen.

In der nachstehenden Tabelle sind einige besonders interessierende Werte von p (%) in Abhängigkeit von der Frequenzabweichung (%) aufgeführt. 2 % Abweichung von der Kennfrequenz sind bei f_0 = 1000 Hz = 20 Hz. Dieser Fehler wird auch bei ziemlich steil zu bezeichnenden Entzerrergliedern noch als tragbar anzusehen sein.

$\frac{f_0}{f'_0}$ %	1 %	1,5 %	2 %	2,5 %	3 %
p %	2 %	3 %	4 %	5 %	6 %

Die Genauigkeit des Kapazitätswertes muß um so größer werden, je steiler das Dämpfungsglied ist, je größer also b_0 und w bzw. $\frac{1}{w}$ sind. Rechnet man beim Kapazitätsmeßgerät eine Meßunsicherheit mit ein, so darf die Toleranz für die Kapazität nicht mehr so groß sein, wie in der Tabelle angegeben. Der Faktor p (%) wird also zweckmäßig noch um die Meßunsicherheit zu verringern sein.

Am zweckmäßigsten wird man sich so festlegen, daß für den Kapazitätswert die gleiche Genauigkeit einzuhalten ist, die man für die Frequenzverschiebung zulassen will. Die zulässige Frequenzverschiebung läßt sich leicht durch Abmessen auf dem Kurvenblatt feststellen.

c) Spulen

Für die Größe der zulässigen Induktivitätstoleranz gelten in gleicher Weise die unter b) für die Kapazitätsabweichung abgeleiteten Beziehungen und (%)-Werte. Weichen der Kapazitätswert und der Induktivitätswert in entgegengesetztem Sinne von ihren errechneten Sollwerten ab, so können sich die Fehler, jedenfalls in bezug auf die Resonanzfrequenz, wieder ausgleichen. Daß man jedoch eine solche Maßnahme nicht willkürlich bzw. nicht ohne Berücksichtigung anderer Zusammenhänge anwenden kann, zeigen die folgenden Ausführungen.

Die Induktivitätswerte der zum Bau von Entzerrern Verwendung findenden Mehrfachspulen sind so abgestuft, daß die jeweils nächsthöhere Kombination (d. h. herstellbare Induktivität) um etwa 10—14 % daneben liegt. Hinzu kommt, daß die einzelnen Nennwerte Toleranzen bis zu 3 % (max. sogar bis zu 5 %) haben dürfen, so daß die Werte schließlich um 15—20 % auseinanderliegen können. Will man bei einem Dämpfungsglied mit nur einer (Mehrfach-)Spule je Zweig auskommen (was aus Platz- und Preisgründen stets anzustreben ist), so darf man nicht einfach nur die Kapazität entsprechend der Gl. $\omega^2_0 = \frac{1}{L \cdot C}$ größer oder kleiner wählen, um den Fehlbetrag der Induktivität auszugleichen, sondern man muß auch, der Beziehung $\frac{L}{C} = Z$ entsprechend, berücksichtigen, daß sich dabei der Kennwiderstand Z verändert. Im folgenden Abschnitt wird ausgeführt, auf welche Weise man mit durchaus einwandfreien Mitteln die Möglichkeit haben kann, mit einer Spule je Zweig auszukommen.

Toleranzausgleich

Hierbei ist zu unterscheiden zwischen Ausgleichsmaßnahmen für die einfachen steigenden und fallenden Dämpfungsglieder und solchen für Loch- und Keilglieder.

1. Steigende und fallende Dämpfungsglieder

Ist L′ die vorhandene, dem Sollwert nächstgelegene Induktivität (es kann auch, wie man sehen wird, jeder andere Wert genommen werden), so steht sie mit der Sollinduktivität in der einfachen Beziehung $L' = p \cdot L$. In die Gl. $Z = \omega_0 \cdot L$ eingesetzt, ist $Z = \omega_0 \cdot \frac{1}{p} \cdot L'$ und mithin $p \cdot Z = \omega_0 \cdot L'$. Setzt man für $p \cdot Z = Z'$, so verhält sich $\frac{Z'}{Z} = \frac{L'}{L}$; Z′ ist dann $= Z \cdot \frac{L'}{L}$. Bei der jetzt einsetzenden Umrechnung muß man sowohl auf die Kennfrequenz f_0 als auch auf den Kennwiderstand Z zurückgelangen. Die Kennfrequenz f_0 bzw. ω_0 stellt sich wieder ein, wenn man die Kapazität C mit $\frac{1}{p}$ multipliziert, es ist dann also $C' = C \cdot \frac{1}{p}$. Die Resonanzbedingung ist in $\omega^2_0 = \frac{1}{L' \cdot C'}$ wieder hergestellt. Die richtige Bemessung des Entzerrergliedes auf den durch L′ bzw. C′ veränderten Kennwiderstand $Z' = \frac{L'}{C'}$, erfordert, daß auch die Widerstände R_1 und $R_2 + Z$ auf $R'_1 = p \cdot R_1$ bzw. $R'_2 + Z' = p \cdot (R_2 + Z)$ umzurechnen sind. Da das Entzerrerglied jedoch eingangsseitig den richtigen Z-Wert haben muß und ausgangsseitig mit Z′ abzuschließen ist, werden in einfacher Weise, wie Abb. 1a und 1b zeigen, entsprechend bemessene Widerstände r_1 und r_2 hinzugefügt. Ihren Wert berechnet man wie folgt:

$$\left.\begin{aligned} \text{Widerstand } r_1 &= Z - Z' = Z\,(1-p), \text{ wenn } Z' < Z \\ \text{bzw.} \quad &= Z' - Z = Z\,(p-1), \text{ wenn } Z' > Z \text{ ist,} \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

$$\left.\begin{aligned} \text{Widerstand } r_2 &= \frac{Z \cdot Z'}{Z - Z'} = \frac{Z}{\frac{1}{p} - 1}, \text{ wenn } Z' < Z \\ \text{bzw.} \quad &= \frac{Z \cdot Z'}{Z' - Z} = \frac{Z}{1 - \frac{1}{p}}, \text{ wenn } Z' > Z \text{ ist.} \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

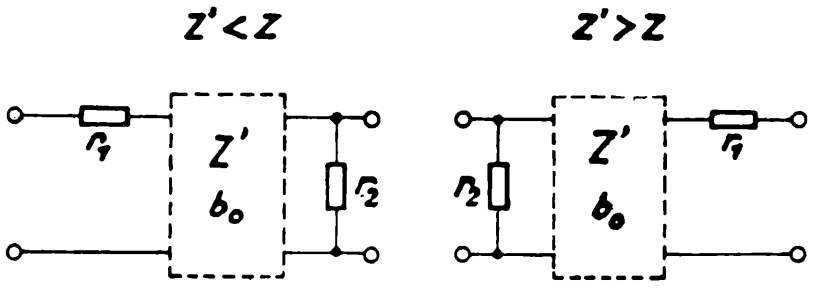


Abb. 1a *Abb. 1b*

Durch diese Maßnahme entsteht natürlich eine geringe, zusätzliche, feste Dämpfung. Sie wird aber fast immer in Kauf zu nehmen sein, muß man doch ohnehin an das Ende der Entzerrergliederkette (oder davor) eine größere feste Dämpfung zuschalten, um den Gesamtpegel richtig einzustellen. Diese feste Dämpfung wird dann um die Zusatzdämpfung kleiner zu wählen sein. Die Höhe der Zusatzdämpfung berechnet sich in einfacher Weise nach der Gl.:

$$\left.\begin{aligned} b_z &= \ln\left(1 + \frac{r_1}{p \cdot Z}\right), \text{ wenn } Z' < Z \text{ ist,} \\ \text{und } b_z &= \ln\left(1 + \frac{r_1}{Z}\right), \text{ wenn } Z' > Z \text{ ist.} \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

Kurz zusammengefaßt, ist der Berechnungsgang folgender:

b_0 und f_0 in üblicher Weise bestimmen, dann L ermitteln; ist die errechnete Induktivität vorhanden (durch Messung zu prüfen), wird in üblicher Weise mit richtigem Z weitergerechnet. Ist Sollwert nicht vorhanden, nächstgelegenen oder anderen beliebigen L'-Wert (durch Messen) ermitteln, $p = \frac{L'}{L}$ feststellen, $C' = \frac{1}{p} \cdot C$ errechnen, $R'_1 = p \cdot R_1$ und $R'_2 + Z' = p \cdot (R_2 + Z)$ bestimmen und schließlich $r_1 = Z\,(1 - p)$ oder $Z\,(p - 1)$ — je nachdem, ob $p <$ oder > 1 ist — und $r_2 = Z \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{p} - 1\right)}$ oder $Z \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{p}}$ (wie vorstehend) ermitteln. Die Zusatzdämpfung b_z beträgt nach Gl. (9) $= \ln\left(1 + \frac{r_1}{p \cdot Z}\right)$ oder $\ln\left(1 + \frac{r_1}{Z}\right)$.

2. Keil- und lochförmige Dämpfungsglieder

Indem hier sowohl im Längs- als auch im Querzweig je eine Induktivität vorhanden ist, muß sich zwangsläufig auch ein anderer Rechnungsgang ergeben. Die stets zu erfüllende Gleichgewichtsbedingung ist (lt. FP, Heft 13/15 1951 nach Gl. 10a und 10b):

$$Z^2 = \frac{L_1 \cdot (L_2 \cdot C_2 - 1/\omega^2)}{C_2 \cdot (L_1 \cdot C_1 - 1/\omega^2)} \text{ bzw. } \frac{L_2 \cdot (L_1 \cdot C_1 - 1/\omega^2)}{C_1 \cdot (L_2 \cdot C_2 - 1/\omega^2)}$$

Sie muß auch eingehalten werden, wenn die Induktivitäten von anderer Größe als die der errechneten Sollwerte $L_1 = w \cdot L$ und $L_2 = \frac{1}{w} \cdot L$ sind. Die Abweichung wird im Querzweig meist nicht die gleiche sein wie im Längszweig.

An Stelle L_1 wird also zu setzen sein $L'_1 = p_1 \cdot L_1$ und an Stelle L_2 analog $L'_2 = p_2 \cdot L_2$. Zur Erfüllung der Resonanzbedingung in beiden Zweigen müssen die Kapazitäten entsprechend verschieden verändert werden, und zwar $C'_1 = \frac{1}{p_1} \cdot C_1$ und $C'_2 = \frac{1}{p_2} \cdot C_2$. Es sind also:

$$L'_1 = p_1 \cdot L_1,\ C'_1 = \frac{1}{p_1} \cdot C_1,\ L'_2 = p_2 \cdot L_2,\ C'_2 = \frac{1}{p_2} \cdot C_2. \quad (10)$$

Aus dem Verhältnis der Sollinduktivitätswerte bildet sich die Flankensteilheit des Entzerrergliedes; denn es ist $\frac{L_1}{L_2} = \frac{w \cdot L}{\frac{1}{w} \cdot L} = w^2$. Es ist klar, daß sich mit anderen Induktivitätswerten diese Flankensteilheit ändern muß; man erhält diese zu:

$$w'^2 = \frac{L'_1}{L'_2} = \frac{p_1 \cdot L_1}{p_2 \cdot L_2} = w^2 \cdot \frac{p_1}{p_2} \quad \text{und danach} \quad w' = w \cdot \sqrt{\frac{p_1}{p_2}} \tag{11}$$

Ist man bei der Auswahl der beiden Induktivitäten darauf bedacht, daß beide Werte, L'_1 und L'_2, nach derselben Seite — gleich, ob positiv oder negativ — von ihren Sollwerten abweichen, so stellt sich eine nur ganz geringfügige Abweichung von der zugrundegelegten Flankensteilheit ein. Dies ist dann auch gleichbedeutend damit, daß die Solldämpfungskurve fast genau erreicht wird.

Beispiel: Die errechneten Sollwerte seien bei einem $w = 3$, $L_1 = 108$ mH, $L_2 = 12$ mH. An Stelle dieser Sollwerte seien die (durch Messung) auf $L'_1 = 115$ mH und $L'_2 = 12{,}4$ mH ermittelten Istwerte vorhanden. Daraus ergibt sich

$$p_1 = \frac{L'_1}{L_1} = \frac{115}{108} = 1{,}064 \quad \text{und} \quad p_2 = \frac{12{,}4}{12} = 1{,}033.$$

Die Flankensteilheit w' ist dann =

$$w \cdot \sqrt{\frac{p_1}{p_2}} = 3 \cdot \sqrt{\frac{1{,}064}{1{,}033}} = 3 \cdot 1{,}015 = 3{,}045.$$

Die Abweichung beträgt also nur $1^1/_2$ % und geht praktisch schon in der Ablesegenauigkeit auf den Kurvenblättern unter.

Zu beachten ist auch hier wieder, daß sich zugleich der Kennwiderstand des Entzerrergliedes ändert. Aus der eingangs genannten Gl. bleibt, wenn die Produkte $L_1 \cdot C_1$ und $L_2 \cdot C_2$ untereinander gleich sind, die Beziehung $Z^2 = \frac{L_1}{C_2}$ bzw. $\frac{L_2}{C_1}$. Aus jeder einzelnen errechnet sich in gleicher Weise der neue Kennwiderstand Z', wie auch der Multiplikationsfaktor p sich herausstellt. Setzt man für $L_1 = L'_1 \cdot \frac{1}{p_1}$ und $C_2 = C'_2 \cdot p_2$, dann ist:

$$Z^2 = \frac{L'_1}{C'_2} \cdot \frac{1}{p_1 \cdot p_2} = Z'^2 \cdot \frac{1}{p_1 \cdot p_2} \quad \text{und mithin} \quad Z' = Z \cdot \sqrt{p_1 \cdot p_2} \tag{12}$$

(Aus der anderen Beziehung mit L'_2 und C'_2 ergibt sich das gleiche.)
Wie wohl auch recht verständlich, ist der Abweichungsfaktor

$$p = \sqrt{p_1 \cdot p_2}. \tag{13}$$

Mit diesem Faktor sind wiederum R_1 und $R_2 + Z$ zu multiplizieren, um die für den Kennwiderstand Z' zutreffenden Werte R'_1 und $R'_2 + Z'$ zu erhalten.

Zur Umwandlung des Kennwiderstandes Z' dieser Dämpfungsglieder auf den alten Kennwiderstand Z sind dieselben wie unter Punkt 1) für die steigenden und fallenden Dämpfungsglieder abgeleiteten Maßnahmen nach den Abb. 1 a und 1 b zu treffen. Es gelten in gleicher Weise die Gl. (7), (8) und (9).

Auch hier sei der Rechnungsgang noch einmal kurz zusammengefaßt. b_0, f_0 und w in üblicher Weise bestimmen, dann L_1, L_2 und C_1 und C_2 ermitteln. Sind für L_1 und L_2 genügend genaue Induktivitäten vorhanden (durch Messen zu prüfen), so ist in üblicher Weise zu verfahren. Ist dies nicht der Fall, L'_1 und L'_2 festlegen (wobei L'_2 nach derselben Seite — positiv oder negativ — wie L'_1 vom Sollwert abweichen soll). Aus $\frac{L'_1}{L_1}$ und $\frac{L'_2}{L_2}$ die Faktoren p_1 und p_2 feststellen, danach C'_1 und C'_2 nach Gl. (10) errechnen und durch Messen zusammenstellen. Prüfen, wie weit w' von w abweicht [Gl. (11)], Z' nach Gl. (12) und p nach Gl. (13) ausrechnen; sodann R'_1 und $R'_2 + Z'$ feststellen und schließlich r_1, r_2 und b_z nach Gl. (7), (8) und (9) berechnen.

Schlußbetrachtung

Für symmetrisch aufgebaute Dämpfungsglieder gelten die oben abgeleiteten Beziehungen in gleicher Weise. Da hier die Induktivität, wie alle Bauteile des Längszweiges, in die a- und b-Ader aufgeteilt ist, muß man u. U. damit rechnen, daß die beiden Teilinduktivitäten unter sich verschiedene Werte durch verschiedene Abweichung haben können. Für diesen Fall ergibt sich der Faktor p_1 in einfacher Weise aus dem arithmetischen Mittel der beiden Faktoren zu

$$p_1 = \frac{p_{1a} + p_{1b}}{2} \left(\text{bei steigenden Dämpfungsgliedern ist } p = \frac{p_a + p_b}{2} \right).$$

Dem geübten Techniker bietet sich z. B. die Möglichkeit, bei symmetrischen Dämpfungsgliedern ebenso wie bei den unsymmetrischen im Längszweig mit nur einer Mehrfachspule auszukommen, sofern Mehrfachspulen mit zwei getrennten symmetrischen Wicklungen (Drf 1 a — h) zur Verfügung stehen, obwohl deren Induktivitätswerte nur in ziemlich großen Abstufungen vorhanden sind. Allerdings geht dies nur dann, wenn auch eine genügend große Dämpfungsreserve für die dann u. U. hohe Zusatzdämpfung zur Korrektur des Kennwiderstandes zur Verfügung steht.

Wie man sieht, sind die Berechnungen verhältnismäßig einfach. Man muß sich jedoch einmal gründlich mit dem Verfahren vertraut gemacht haben. Auf jeden Fall wird die geringe Zeit, die man sich mit den Berechnungen aufhält, bei weitem wieder aufgeholt dadurch, daß das Suchen nach Fehlern und „Hinbügeln" des Entzerrers entfällt. (21 189)

Sonderdruck

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 4, APRIL 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Trägerfrequente Kabelübertragung auf Fernsehzubringerleitungen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

Von **R. Hoffmann** und **J. Müller**

Mit 10 Abbildungen

DK 621.395.44

Es werden die von der Deutschen Bundespost anläßlich der Deutschen Industrieausstellung in Berlin versuchsweise eingerichtete erste Fernsehkabelübertragung mit Zwischenverstärkern nach dem 21-MHz-System und die an dieser Anlage durchgeführten Messungen der Einschwingvorgänge mit der Rechteckwellenmethode beschrieben.

1. Fernsehzubringersysteme

Mit der Wiederaufnahme des Fernsehsendebetriebes in Deutschland fällt der Deutschen Bundespost (DBP) u. a. die Aufgabe zu, zwischen den Studios und ihren zugehörigen Sendern und den End- und Knotenpunkten der Weitverbindungen kürzere Zubringer bereitzustellen, deren Länge je nach den örtlichen Verhältnissen bis zu etwa 25 km betragen wird. Abgesehen von einer Übertragung auf Dezimeterwellen, deren Technik bekannt ist, können derartige Zubringer auch mit Hilfe von Breitbandkabeln [1] geschaltet werden. Hierbei kann grundsätzlich videofrequent oder trägerfrequent übertragen werden. Die videofrequente Übertragung stellt besondere Anforderungen an die Kabel sowie an die Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrung bei den tiefen Frequenzen und ist gegen niederfrequente Störspannungen besonders empfindlich [2, 3]. Praktische Erfahrungen in dem genannten Entfernungsbereich liegen in Deutschland noch nicht vor.

Die trägerfrequente Übertragung geschah früher in Deutschland bei den 441zeiligen Bildern auf einem Träger von 4,2 MHz und dessen unterem Seitenband von etwa 2½ MHz Breite [4]. Für die heutige Norm von 625 Zeilen reicht dieser Frequenzbereich nicht mehr aus. Neue Geräte der Einseitenbandtechnik für erweiterten Frequenzumfang sind bisher in Deutschland nicht entwickelt worden. Bleibt man nämlich wie bei dem früheren System wegen der geringeren Kabeldämpfung bei einer möglichst niedrigen Trägerfrequenz, so ist die Gerätekonstruktion nicht ganz einfach, und zwar u. a. wegen der erforderlichen doppelten Modulation und Demodulation und dadurch bedingten besonderen Filtertechnik [5, 6]. Ein derartiger Aufwand wird sich daher vermutlich nur bei Kabelweitverbindungen lohnen.

Für die kurzen Zubringerleitungen lag es deshalb mit Rücksicht auf die Dringlichkeit nahe, den ohnehin vorhandenen Studioträger von 21 MHz gleich als Trägerfrequenz zu benutzen und die höhere Kabeldämpfung in Kauf zu nehmen. Am Ausgang eines jeden Studios befindet sich nämlich ein Modulationsgerät, das den videofrequenten Bildinhalt und das Synchronisiergemisch auf eine Trägerfrequenz von 21 MHz moduliert. Es entsteht eine positive Zweiseitenbandmodulation im Bereich von 15 ... 27 MHz, die über ein bis zu etwa 2½ km langes Breitbandkabel (max. 2,3 N) [7] dem zugehörigen Fernsehsender zugeführt und in einem dort eingebauten Demodulator in ein videofrequentes Bildsignal, mit dem der Sender moduliert wird, zurückverwandelt wird.

Ist ein Sender weiter als etwa 2½ km vom Studio entfernt aufgestellt, so kommt man zu der neuen Zubringertechnik, die lediglich darin besteht, daß zum Ausgleich der überschüssigen Kabeldämpfung in bestimmten Abständen Verstärker und Entzerrer in das Kabel eingeschaltet werden.

Als Versuchsstrecke für diese neue Technik wurde ein zwischen dem Gebäude des früheren Reichspostzentralamtes in Berlin-Tempelhof und den Ausstellungshallen in Witzleben noch liegendes Koaxialkabel gewählt. Gleichzeitig sollte hierdurch anläßlich der Deutschen Industrieausstellung im Oktober 1951 die Öffentlichkeit mit einem Teil der Fernsehübertragungstechnik der Deutschen Bundespost bekanntgemacht werden.

2. Das Kabel

Das benutzte Koaxialkabel ist von der früher in Deutschland üblichen Bauart; es besitzt einen Innenleiter von 5 mm und einen Außenleiter von 18 mm Durchmesser. Die Dämpfung b errechnet sich aus:

$$b = 0{,}163 \cdot l \sqrt{f} \quad [\text{N, km, MHz}],$$

wobei l die Kabellänge und f die Frequenz bedeuten [8]. Bei einer Strecke von 14 km ergibt sich für die höchste Frequenz von 27 MHz eine Dämpfung von rd. 12 N. Läßt man eine Verstärkerfelddämpfung von 6 ... 7 N zu, so ergibt sich eine Aufteilung in zwei Teilstrecken. Diese wurden aus örtlichen Gründen zu 6,4 km mit 5,4 N und 7,6 km mit 6,4 N Dämpfung gewählt.

3. Die Entzerrer

Die frequenzabhängige Dämpfungsverzerrung des Kabels in dem Bereich von 15 ... 27 MHz muß durch Entzerrer mit gegenläufigem Frequenzgang ausgeglichen werden. Jedem Verstärker ist ein 2stufiger Entzerrer nach Abb. 1 vorgeschaltet. Die Spulen wurden auf

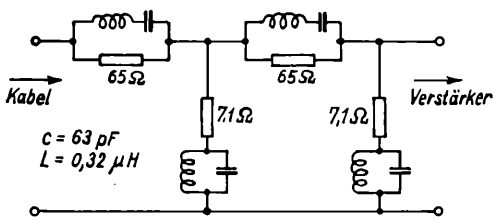


Abb. 1. Schaltbild des Kabelentzerrers

Hochfrequenzeisen gewickelt, die Kondensatoren sind Lufttrimmer. Die Werte wurden nach der von Küpfmüller beschriebenen Methode [9] ermittelt und ergeben eine gute Annäherung an den Dämpfungsverlauf des Kabels. Die Grunddämpfung des Entzerrers betrug bei 27 MHz etwa 0,4 N.

Eine besondere Entzerrung des Gruppenlaufzeitunterschiedes des Kabels zwischen 15 und 27 MHz war nicht erforderlich, da dieser nur etwa 0,01 µs bei 14 km be-

trägt [10], also weit unter der Bildpunktdauer von 0,07 µs liegt (Abb. 2). Die Laufzeitverzerrungen von zwei Dämpfungsentzerrern errechnen sich zu 0,02 µs. Sie liegen gegenläufig zu denen des Kabels und ergeben bei Summation einen restlichen Laufzeitunterschied von nur 0,01 µs. In Abb. 2 sind für das Kabel die Gruppenlaufzeitunterschiede gegenüber der Frequenz ∞ eingetragen.

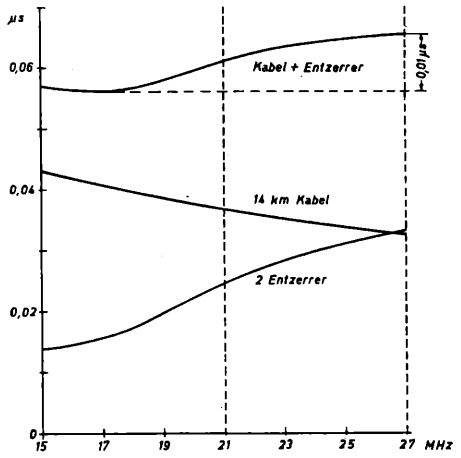


Abb. 2. Gruppenlaufzeiten

4. Die Verstärker

Von den Verstärkern wird ein linearer Frequenzgang von 15 ... 27 MHz verlangt. Der Verstärkungsgrad muß regelbar sein und maximal 6,4 + 0,4 = 6,8 N betragen. Die maximale Ausgangsspannung soll nach der vorläufigen Norm [7] einen Scheitelwert von 3 V haben; sie entspricht dabei einer vollen Trägeraussteuerung bei Bildweiß. Eingangs- und Ausgangswiderstand sollen zur Vermeidung von Reflexionen gleich dem Kabelwellenwiderstand von 71 Ohm sein. Abb. 3 zeigt die Prinzipschaltung der nach diesen Gesichtspunkten von R. Rasch im Fernmeldetechn. Zentralamt entwickelten Verstärker. Auf das Eingangspotentiometer von 71 Ohm folgen 5 Verstärkerstufen mit in der Frequenz versetzten Einzelkreisen bzw. Bandfiltern. Zur Anpassung des Ausgangs an den Eingangswiderstand des folgenden Kabelabschnittes dient eine Kathodenverstärkerstufe.

Abb. 4 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers ohne und mit vorgeschaltetem Entzerrer. Die Abweichungen liegen innerhalb ± 0,05 N von einem linearen Verlauf. Bei der Prüfung der an einem Entzerrer oder einem entzerrten Verstärker gemessenen Frequenzgänge hat sich folgendes graphisches Verfahren gut bewährt: Man trägt auf transparentes Millimeterpapier auf der Abszisse die Frequenz im Wurzelmaßstab und auf der

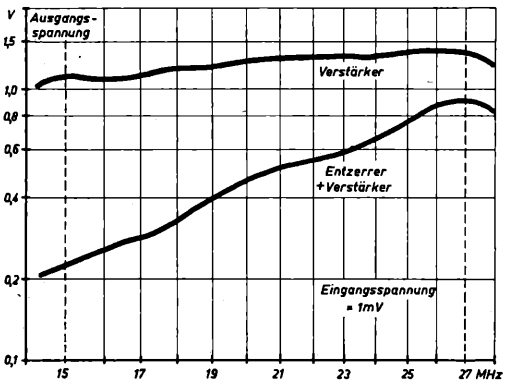


Abb. 4. Frequenzgang des Verstärkers

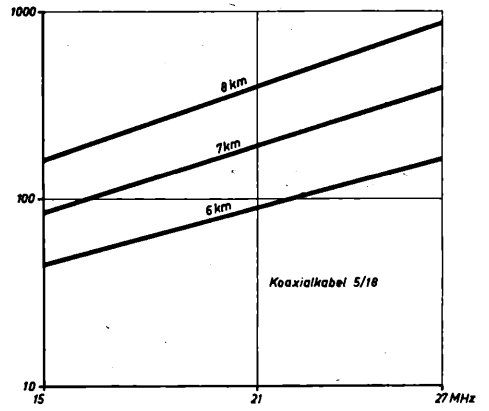


Abb. 5. Reziproker Übertragungsfaktor des Kabels

Ordinate den reziproken Übertragungsfaktor des Koaxialkabels in logarithmischem Maßstab auf. Für verschiedene Kabellängen erhält man dann eine entsprechende Anzahl von Geraden verschiedener Neigung und Höhe (Abb. 5). Trägt man nun auf ein anderes Blatt mit den gleichen Maßstäben die Meßergebnisse ein und bringt durch Aufeinanderlegen die beiden Blätter zur Deckung, so kann man aus der Neigung der gemessenen Linie den Entzerrer und aus der Höhe den Verstärkungsgrad beurteilen. Bei richtiger Dimensionierung müssen sich die beiden Kurven decken.

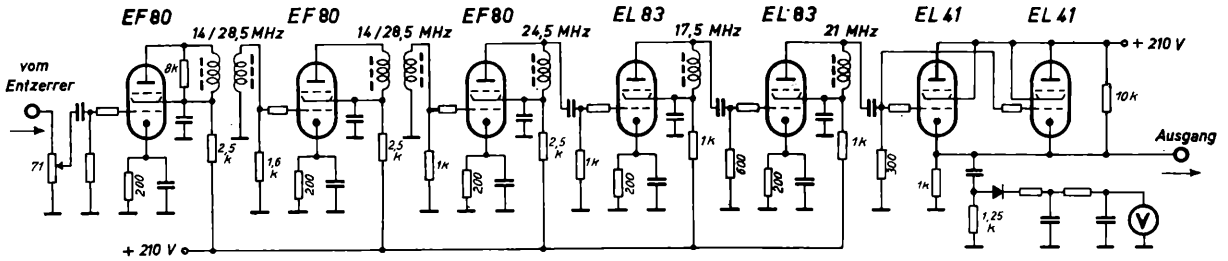


Abb. 3. Prinzipschaltung des Verstärkers

Zur Messung des Ausgangspegels dient ein über eine Kristalldiode angeschaltetes Mikroamperemeter. Während die Anodenspannungen der Verstärkerröhren durch Glimmstrecken stabilisiert wurden, blieb die Heizspannung der Einfachheit halber zunächst ungeregelt. Daraus ergab sich eine auf die Dauer unerwünschte Netzspannungsabhängigkeit des Verstärkungsgrades. Die Heizstromkreise werden jetzt mit Eisenwasserstoffwiderständen ausgerüstet.

Eine nach diesem System von der DBP aufgebaute Versuchsstrecke über 14 km mit zwei Verstärkerfeldern arbeitet seit mehreren Wochen sehr zufriedenstellend. Die erstmals an einer Fernsehstrecke vorgenommenen Messungen mit Rechteckwellen ergaben ein deutliches Kriterium für die übertragene Bildqualität und zeigten durch ihre Übersichtlichkeit und Einfachheit ihre besondere Eignung gerade für die Prüfung von Fernsehübertragungslinien.

Schrifttumsverzeichnis

[1] G. Wuckel, Jahrb. d. el. Fernmeldewesens 1937, S. 380.
[2] F. Below und F. Rudert, Hausmitteilungen der Fernseh G. m. b. H. 2 (1940), S. 1.
[3] L. G. Abraham und H. I. Romnes, AIEE Transactions 66 (1947), S. 477.
[4] K. Küpfmüller und H. F. Mayer, Veröff. a. d. Geb. d. Nachrichtentechnik 8 (1938), S. 609.
[5] L. G. Abraham, AIEE Transactions 67 (1948), S. 1520.
[6] L. W. Morrison, AIEE Transactions 68 (1949).
[7] Vorläufige Anschluß- und Pegelrichtwerte für Übergabestellen in Fernsehübertragungssystemen. Fernmeldetechn. Zentralamt — VE 2 — v. 29. 10. 1951.
[8] H. Decker, TFT 27 (1938), S. 551.
[9] K. Küpfmüller, Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. S. Hirzel, Stuttgart 1949, S. 167.
[10] H. Kaden, Archiv f. El. 30 (1936), S. 51.
[11] J. Müller, FTZ 5 (1951), H. 5, S. 211.
[12] H. A. Samulon, Spectrum Analysis of Transient Response Curves. Proc. IRE, Febr.-Heft (1951), S. 175.

(Eingeg. 20. Nov. 1951)

5. Die Übertragungsstrecke

Abb. 6 zeigt das Blockschema der Übertragungsstrecke. Der zwischen den Punkten E und A gemessene Frequenzgang ist in Abb. 7 dargestellt. Die stärkeren Ab-

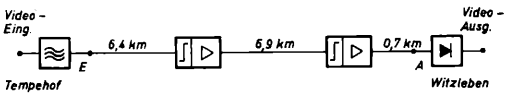


Abb. 6. Die Übertragungsstrecke

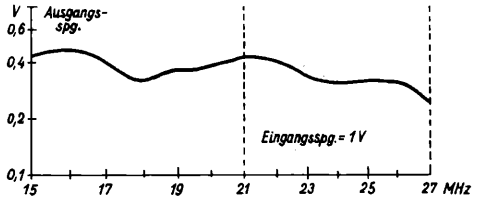


Abb. 7. Frequenzgang der Übertragungsstrecke

weichungen vom linearen Verlauf im Vergleich zu Abb. 4 erklären sich aus dem inzwischen überholten Versuchsaufbau des einen Verstärkers, der durch einen solchen mit linearem Frequenzgang ausgewechselt wird. Die Abweichungen bleiben trotzdem noch innerhalb ± 0,2 N gegenüber einem linearen Verlauf. Die Darstellung des unregelmäßigen Verlaufs soll hier lediglich als Anschauungsobjekt für die Beurteilung der resultierenden Bildqualität und die weiter unten beschriebenen Rechteckwellenmessungen dienen.

6. Die Bildübertragung

Um Fernsehbilder über das beschriebene System übertragen zu können, muß die Kabelstrecke an den Enden mit einem Modulations- und einem Demodulationsgerät beschaltet werden (Abb. 6). Der Modulator befindet sich am Ausgang der Fernsehbetriebsstelle der DBP in Tempelhof, während als Demodulator ein eigens für die Vorführungen auf der Ausstellung gebautes Gerät mit Duodiode als Gleichrichter vor den Demonstrationsbildempfänger geschaltet wurde. Wahlweise kann die Kabelstrecke auch auf den am Funkturm aufgestellten Fernsehsender der DBP geschaltet werden, der — wie jeder Sender (s. o.) — am Eingang ebenfalls einen Demodulator enthält.

Die Bildqualität von Fernsehkameraaufnahmen sowie von Filmwiedergaben war sehr befriedigend. Lediglich bei der Übertragung eines Schachbrett-Testbildes vom Diapositivgeber war bei sehr nahem Zusehen eine geringe Plastik festzustellen, auf deren Ursache bei der Beschreibung der Rechteckwellenmessungen noch eingegangen wird.

7. Prüfung der Anlage durch Rechteckwellen

Wenn auch für die Beurteilung einer Fernsehübertragungsstrecke in erster Linie die Güte des übertragenen Bildes maßgebend ist, so ist doch dieses Kriterium mehr subjektiver Natur, selbst wenn man ein Normaltestbild benutzt. Außerdem gehen bei einer solchen Prüfung nicht nur das Übertragungssystem, sondern auch etwaige Fehler des Bildgebers und -empfängers ein. Die Post hat aber nur die Übertragungslinien zur Verfügung zu stellen, die dann den Bedingungen für eine einwandfreie Fernsehübertragung entsprechen müssen (CCI-Bestimmungen). Diese Bestimmungen können sich entweder auf den Dämpfungsverlauf und die zugelassenen Abweichungen vom linearen Phasengang (Gruppenlaufzeitschwankungen) erstrecken oder aber auf den Einschwingvorgang, den eine derartige Leitung infolge ihres komplexen Übertragungsfaktors hervorruft; für Fernsehübertragungslinien eignen sich dabei am besten Rechteckwellen, die eine periodische Folge von Einschaltvorgängen darstellen [11].

Da die Messung des Dämpfungsverlaufs bei derartig breitbandigen Übertragungswegen mit normalen Mitteln verhältnismäßig langwierig ist und z. Z. noch keine Meßgeräte in Deutschland bestehen, die die gerade noch zulässigen Gruppenlaufzeitschwankungen von $< 0{,}05\ \mu s$ mit der erforderlichen Genauigkeit messen können, ist die Prüfung der beschriebenen Kabelstrecke im oberen Teil des Videofrequenzbandes mit Rechteckwellen durchgeführt worden. Außerdem zeichnet sich diese Prüfmethode durch folgende Vorteile aus:

1. Die Messungen können sehr schnell in Betriebspausen von einigen Minuten durchgeführt werden.
2. Der Apparateaufwand ist gering, es werden nur ein geeigneter Rechteckwellengenerator und Breitbandoszillograph benötigt.
3. Der Einschwingvorgang gibt direkt Auskunft über die zu erwartende Bildqualität in bezug auf Auflösungsvermögen, Plastik, Gradationsverfälschungen und gegebenenfalls Geisterbilder.

Bevor die Oszillogramme im einzelnen diskutiert werden, soll kurz die Durchführung der Messung besprochen werden.

8. Durchführung der Messungen

An Stelle des Bildsignals, das bis zu $3\ V_{ss}$ betragen durfte, wurde eine Rechteckwechselfrequenz gleicher Spannung an den videofrequenten Eingang des Modulators gelegt, der das trägerfrequente Bildsignalgemisch für die Kabelleitung erzeugte. Als Rechteckfolgefrequenz wählt man für den oberen Bereich des Videobandes zweckmäßig 0,2 bis 0,5 MHz. Die vom Rechteckwellengenerator erzeugten Rechteckwechsel besaßen eine Steilheit von 0,03 bis 0,04 µs und durften kein Überschwingen zeigen. Auf der Empfängerseite wurde an Stelle des videofrequenten Einganges des Empfängers ein Breitbandoszillograph angeschlossen, dessen Verstärker bei 10 MHz einen Abfall von nur 20 % hatte. Die Prüfeinrichtung — Rechteckwellengenerator und Meßoszillograph — war also so breitbandig gehalten, daß ihr Einschwingvorgang gegenüber dem des zu prüfenden Systems als ideal anzunehmen war und vernachlässigt werden konnte. Durch den Meßvorgang wurde also das gesamte Übertragungssystem vom videofrequenten Eingang bis zum videofrequenten Ausgang der Leitung erfaßt (Abb. 6). Es wurden zwei Aufnahmen gemacht, eine mit der Folgefrequenz von 0,5 MHz (Abb. 8), um die für die Auswertung erforderliche Zeitauflösung zu bekommen, und eine andere mit der Frequenz von 0,3 MHz (Abb. 9), um feststellen zu können, wann der Einschwingvorgang etwa abgeschlossen ist. Der Oszillograph wurde dabei auf die Meßfrequenz synchronisiert, so daß die Synchronisierimpulse mit der Schwarzschulter im Oszillogramm als durchgehende Linien sichtbar wurden. Die Schwarzseite des Oszillogramms

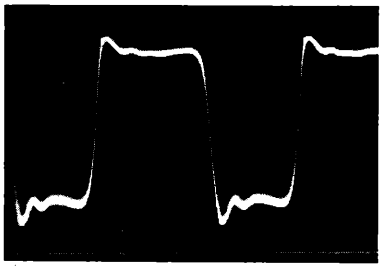


Abb. 8. Einschwingvorgang der Übertragungsstrecke bei einer Rechteckfolgefrequenz von 0,5 MHz

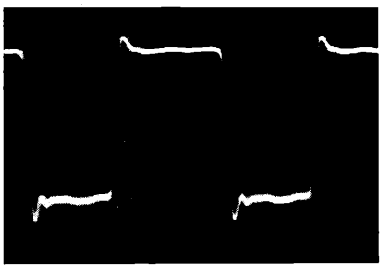


Abb. 9. Einschwingvorgang der Übertragungsstrecke bei einer Rechteckfolgefrequenz von 0,3 MHz

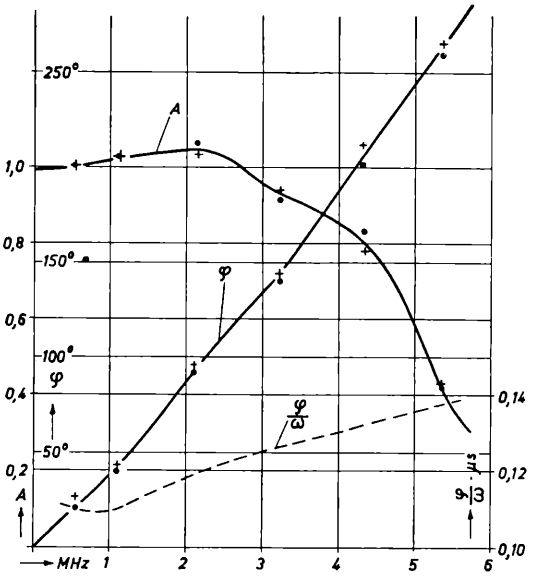


Abb. 10. Amplituden (A)- und Phasengang (φ) des gesamten Übertragungssystems. Phasenlaufzeitkurve (gestrichelt)

ist also dadurch angezeigt. Als Zeitmarkierung wurde nach jeder Aufnahme eine 10-MHz-Schwingung bei derselben Zeitbasis fotografiert. Für eine genaue Auswertung wurde dann das Einschwingoszillogramm auf Millimeterpapier vergrößert und ihm die Zeitmarkierung von 10 MHz unterlegt.

9. Auswertung der Oszillogramme

Bezüglich der zu erwartenden Bildgüte kann man dann folgendes aus dem Oszillogramm (Abb. 8) ablesen:

1. Zuerst fällt an den Oszillogrammen auf, daß der Sprung von Schwarz auf Weiß einen anderen Einschwingvorgang zeigt als der von Weiß auf Schwarz, was bedeutet, daß das Übertragungssystem bei voller Aussteuerung nichtlineare Verzerrungen aufweist. Diese Unsymmetrie liegt wahrscheinlich an der nicht ganz linearen Aussteuerkurve der Verstärker. Für das Fernsehbild bedeutet die Übersteuerung ein Zusammendrängen der Weißwerte, was aber, wenn die Verzerrungen in den nötigen Grenzen bleiben, im Bilde nicht aufzufallen braucht. Die Linearität ist im einzelnen nicht gemessen worden; selbst kleine Abweichungen sind aber qualitativ im Oszillogramm schon ohne weiteres erkennbar.
2. Ein Maß für die Auflösung im Bilde und damit für die wirksame Bandbreite des Systems ist die Anstiegszeit des Sprunges von 10 % auf 90 % des eingeschwungenen Zustandes. Sie beträgt nach Abb. 8 0,1 μs, was der Auflösung von etwa 1,4 Bildpunkten und einer wirksamen Bandbreite von 5 MHz entspricht. Man kann also aus dem Oszillogramm direkt entnehmen, wieweit der Übertragungskanal bezüglich einer Bandbreite den erforderlichen Bedingungen genügt.
3. Das Überschwingen im Oszillogramm tritt im Bilde, wenn es über 5 % hinausgeht, als störende Plastik in Erscheinung. Auf der Schwarzseite beträgt es maximal 13 %, während es auf der Weißseite vermutlich wegen einer leichten Übersteuerung der Verstärker nur 9 % ausmacht. Bei genauer Beobachtung konnte daher auch bei dem Schachbrett-Testbild, wie vorher erwähnt, eine leichte Plastik festgestellt werden.

Wenn man nun aus der Art des Einschwingens auf den Dämpfungsverlauf und den Phasengang des gesamten Systems schließen will [11, 12], kann man natürlich nur den Einschwingvorgang auf der nichtübersteuerten Seite in Betracht ziehen. Das Überschwingen zeigt dort ein periodisches Abklingen mit einer Frequenz von etwa 5 MHz. Für den Dämpfungsverlauf des gesamten Systems dürfte dieses Verhalten bedeuten, daß der resultierende Amplituden-Frequenzgang bei etwa 5 MHz verhältnismäßig schnell abfällt, während die Phasenlaufzeit nach höheren Frequenzen hin etwas ansteigt. Da es sich hier um ein zusammengesetztes System handelt, das aus einem Bandpaßteil und einem Tiefpaßteil mit den dazugehörigen Modulations- und Demodulationseinrichtungen besteht, kann man natürlich nicht ohne weiteres sagen, welcher Teil den starken Einschwingvorgang hervorruft. Trotz der vorhandenen einseitigen Übersteuerung ist versuchsweise die Schwarzseite des Oszillogramms (Abb. 10) quantitativ ausgewertet worden, und zwar graphisch nach [11] (Kreuze) und rechnerisch nach [12] (Punkte). In beiden Fällen stimmen Amplituden- und Phasenkurve gut überein und dürften den quantitativen Beobachtungen hinsichtlich Bildgüte und Einschwingvorgang entsprechen.

Aus der Diskussion der Prüfoszillogramme ersieht man, daß der Einschwingvorgang ein ausgezeichnetes Kriterium für die Güte einer Fernsehübertragungslinie ist, aus dem man direkt die zu erwartende Bildgüte ablesen kann. Außerdem ist es bei einer genaueren Auswertung möglich, den Amplituden- und Phasengang des gesamten Systems zu ermitteln.

Zusammenfassung

Aus den verschiedenen technischen Möglichkeiten für Fernsehübertragungen auf Zubringerleitungen bis etwa 25 km wurde zunächst — bedingt durch den derzeitigen Entwicklungsstand sowie aus grundsätzlichen Überlegungen heraus — das Studioträgersystem auf 21 MHz ausgewählt. Es werden die ohnehin vorhandenen Modulatoren und Demodulatoren benutzt, lediglich die Kabeldämpfung wird durch Zwischenverstärker in entsprechenden Abständen entzerrt und kompensiert.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Der Streifenschreiber T 68a

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **K. Haller** und **O. Reheußer**, München

Mit 14 Abbildungen

DK 621.394.324

Die Firma Siemens & Halske hat einen neuen Streifenschreiber entwickelt, der nach eingehenden Betriebs- und Laboruntersuchungen für den Bereich der Deutschen Bundespost zugelassen worden ist. Aufbau und Wirkungsweise werden beschrieben.

Im Telegraphenverkehr fast aller Verwaltungen hat sich der Springschreiber oder Fernschreiber als Telegraphenapparat allgemein durchgesetzt. Er arbeitet nach dem Geh-Steh-(Startstop)-Verfahren, bei dem die von den früheren Telegraphenapparaten her bekannten schwerfälligen Abgleichverfahren entfallen. Diesem Umstand ist es vor allem zu verdanken, daß der Fernschreiber im öffentlichen Telegraphendienst der Postverwaltungen und in den Sondernetzen anderer Verwaltungen und Unternehmungen sowohl bei Standverbindungen als auch in handvermittelten Netzen (HV) rasch Eingang gefunden hat.

Besondere Bedeutung erlangte der Fernschreiber jedoch erst im öffentlichen Fernschreibdienst (TW-Netz), bei dem die Teilnehmer — ähnlich wie beim Fernsprechverkehr — in unmittelbaren Nachrichtenaustausch miteinander treten können. Der öffentliche Fernschreibverkehr zeigt in allen Staaten, besonders aber im deutschen Bundesgebiet, eine stürmische Aufwärtsentwicklung. Der Nachrichtenverkehr beschränkt sich nicht mehr auf nationale Geschäftsverbindungen, sondern knüpft in immer größerem Umfange zwischenstaatliche Beziehungen an. Als zwischenstaatliche Beratungsstelle hat daher das CCIT die Arbeitsbedingungen für Fernschreiber weitgehend genormt und bereits wesentliche Empfehlungen erlassen, die eine einwandfreie elektrische Nachrichtenübermittlung im internationalen Verkehr gewährleisten sollen. Die Empfehlungen schreiben unter anderem das internationale Telegraphenalphabet Nr. 2 vor, das aus einem Fünfercode mit zugesetztem Start- und Stopschritt besteht.

Nach Aufbau und Wirkungsweise können elektrische und mechanische Fernschreiber unterschieden werden. Den mechanisch arbeitenden Fernschreibern gegenüber sind die elektrischen völlig in den Hintergrund getreten, da Aussendung und Druck der Zeichen ohnehin mechanische Einrichtungen, ähnlich wie bei einer Schreibmaschine, notwendig machen. Die mechanischen Fernschreiber haben sich trotz der hohen, an Fertigungsgüte und Material zu stellenden Anforderungen durchgesetzt. Der beste Beweis hierfür ist die Tatsache, daß die bekanntesten Typen, in Deutschland die Fabrikate der Firmen Lorenz und Siemens & Halske, seit über 20 Jahren in fast unveränderter Form als Streifen- und Blattschreiber gebaut werden.

Erst in jüngster Zeit ist in Deutschland von Siemens & Halske ein neuer Streifenschreiber entwickelt worden, der unter der Bezeichnung T 68 a in den Handel kam [1].

I. Entwicklungstechnische Grundsätze

Bei der Neuentwicklung entschloß man sich, den Aufbau unter Loslösung von der Blattschreiberkonstruktion durchzuführen. Das bedeutete einen Bruch mit dem bisher für günstig gehaltenen Grundsatz, zur Vereinfachung der Lagerhaltung Streifenschreiber und Blattschreiber in der Konstruktion möglichst gleichartig aufzubauen. Die bewußte Abkehr von diesem Grundgedanken hat den großen Vorteil, alle sich bietenden Möglichkeiten zur Vereinfachung der Konstruktion voll ausnützen zu können. Abb. 1 zeigt die Ansicht des neuen Fernschreibers.

An die Stelle des von der Schreibmaschine übernommenen Typenhebeldruckers trat das einfache Typenrad, das sich bereits in früheren Telegraphenapparaten, z. B. im elektrischen Fernschreiber, bewährt hatte.

Abb. 1. Ansicht des neuen Streifenschreibers

Diese Maßnahme sowie eine geschickte Anordnung der einzelnen Hauptteile der Maschine zueinander brachten ein Minimum an Übertragungsgliedern. Die Maschine ließ sich weiter dadurch vereinfachen, daß an die Stelle einer Vielzahl von miteinander verbundenen Einzelteilen Spritzgußteile und Teile mit mehreren Funktionen traten. So besteht der neue Fernschreiber, um Zahlen zu nennen, nur noch aus rund 400 Spezialteilen und 300 Normteilen, während bei dem mit ihm vergleichbaren Streifenschreiber T 34 noch 900 Spezialteile und 1100 Normteile notwendig waren.

Die Übersichtlichkeit des Aufbaus wird durch die bei anderen Geräten längst übliche Aufteilung des Gesamtmechanismus in einzelne Baugruppen wesentlich gefördert. Die einzelnen Baugruppen sind durch Paßstifte gesichert und erhalten ihre elektrischen Verbindungen grundsätzlich über Steckerkontakte. Der T 68 a läßt sich daher bequem zerlegen. Da die Einzelteile trotz gedrängter Bauweise gut zugänglich bleiben, ergeben sich für die laufende Pflege und für die Behebung von Störungen wesentliche Vorteile.

Der Übergang auf den einfachen Typenraddrucker ermöglichte die Trennung der Bedienungs- und Getriebeteile. Auch die Papierführung konnte im Gegensatz zu den bisherigen Fernschreibmaschinen nach außen verlegt werden. Damit sind alle Bedienungsteile dem Betriebspersonal bequem zugänglich. Die Getriebeteile wurden dagegen mit einer Schutzkappe staubdicht gekapselt und bleiben so vor Schmutz und Papierstaub geschützt.

Der wohlüberlegte Aufbau führte zu geringen Abmessungen. Volumen (30 dm³) und Gewicht (17 kg) betragen nur noch die Hälfte der entsprechenden Werte des T 34. Da die Konstruktion des T 68 a von vorneherein auch den Einbau der bisher getrennten Zusatzgeräte vorsieht, die bei Teilnehmerendstellen und für den Lochstreifenbetrieb benötigt werden, ist der tatsächliche Raumgewinn noch höher anzusetzen.

Der T 68 a ist gegenüber den bisherigen Fernschreibern sowohl mechanisch als auch elektrisch verbessert worden. Große Genauigkeit in den Fertigungsverfahren und die Verwendung hochwertigen Materials waren die Voraussetzung hierfür. Die erreichte Herstellungsgüte erlaubt, nicht nur ganze Baugruppen gegeneinander auszutauschen, sondern auch fast alle Einzelteile ohne Nacharbeit und Justierung zu ersetzen. Bei der Neuentwicklung wurden insbesondere solche Bauteile verbessert, die sich auf Grund langjähriger Betriebserfahrungen bei den bisherigen Fernschreibern als hauptsächliche Störungsquellen erwiesen hatten. In diesem Zusammenhang soll auf die Verbesserung der Kupplungen des Senders, Empfängers und Druckers bereits hier hingewiesen werden.

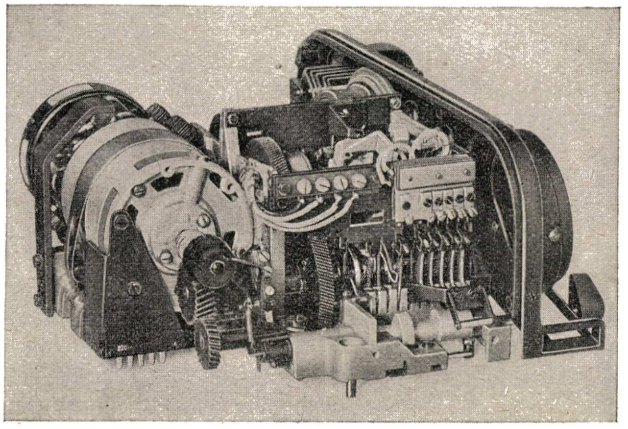


Abb. 2. Ansicht des Antrieb- und Sendeteils

Abb. 3. Ansicht des Fernschreibers nach Abnahme der Schutzkappe

II. Konstruktive Einzelheiten

Bei den nachfolgenden Betrachtungen wird die Kenntnis der Arbeitsweise eines Springschreibers in den Grundzügen vorausgesetzt. An konstruktiven Einzelheiten sollen insbesondere solche behandelt werden, die Verbesserungen mit sich bringen und von der bisherigen Bauart abweichen. Die Betrachtungsweise hält sich an die durch die Gliederung der Maschine in Baugruppen gegebene natürliche Aufteilung.

1. Antrieb

Der Fernschreiber T 68 a besitzt einen Kollektormotor. Von der Verwendung eines Synchronmotors wurde trotz seiner sonstigen Vorzüge bewußt abgesehen, da nach den Erfahrungen der letzten Jahre bei Schwankungen der Netzfrequenz Drehzahlfehler auftreten, welche die vom CCIT festgelegte Toleranz von ± 0,75 % bei weitem überschreiten.

Der Motor bildet mit Regler und Funkenlöschung eine eigene Baugruppe. Elektrische Steckerverbindungen und die Befestigung durch ein Spannband stellen die leichte Auswechselbarkeit sicher, wobei infolge des exakten Paßsitzes auf eine nachträgliche Justierung beim Einbau verzichtet wird. Der Motor wird als Universalmotor für 220 V ~/110 V =, bzw. 125 V ~/60 V =, und in Sonderausführung auch für 220 V =, 24 V = und 12 V = geliefert. Der für den T 68 a besonders entwickelte Motor gibt als Spitzenleistung 40 Watt ab. Für den Antrieb werden unter Berücksichtigung aller Zusatzgeräte höchstens 12 Watt benötigt, so daß der Motor reichlich dimensioniert ist. Seine Kraftreserve stellt in Verbindung mit der auf 3000 U/min erhöhten Drehzahl eine hohe Konstanz des Laufes sicher.

Der elektrische Fliehkraftregler hält die Drehzahl noch bei Schwankungen der Netzspannung von ± 20 % auf etwa ± 0,5 % konstant. Da die Konstruktion auch den Abbrand der Reglerkontakte berücksichtigt, kann auf die Nachstellbarkeit des Reglers während des Betriebs verzichtet werden. Diese Verbesserungen des neuen Reglers wurden durch die verringerte Stromaufnahme des Motors, durch die Verwendung hochwertiger Kontakte und vor allem durch die geschickte Anordnung der Reglerkontakte selbst erzielt, wobei das beim Abbrand zerstäubte Material nach außen weggeschleudert wird. Nach den bisherigen Betriebsergebnissen erreichen die Kontakte bei Dauerbetrieb eine Lebensdauer von 2 bis 3 Monaten.

Der Motor treibt über ein Schneckengetriebe die ständig umlaufende Senderwelle an (Abb. 2). Die Senderwelle arbeitet mit ihrem Stirnrad auf das Zahnrad der Kupplung der Empfängerwelle, in das auch das Stirnrad der Druckerwelle eingreift. Hieraus ergibt sich die günstige Anordnung der 3 parallel liegenden Arbeitswellen für Sender, Empfänger und Drucker (Abb. 3).

2. Tastatur

Die Tastatur bildet mit den 5 Wählschienen zur Einstellung des Senders eine Baugruppe (Abb. 4). Sie nimmt den Hauptraum des Unterteils der Maschine ein

und kann nach Lösung einiger Schrauben leicht herausgenommen werden. Bei den kleinen Abmessungen der Maschine ist allerdings nur die vierreihige Schmaltastatur unterzubringen.

Besonderer Wert wurde auf eine zweckmäßige Anordnung der Tasten für die Dauerauslösung des Senders („Dauer") und die Auslösung des Namengebens („Hier ist") gelegt. Sie sind zusammen mit den bei HV- und TW-Betrieb notwendigen Anruf- und Schlußtasten auf der linken Seite des Tastenfelds untergebracht und entsprechen in ihrer übersichtlichen Anordnung und farbigen Kennzeichnung den betrieblichen Erfordernissen.

Da die Papierkassette unterhalb der Bodenplatte untergebracht wurde, liegt die Tastatur des T 68 a etwa 3 cm höher als bei den bisherigen Fernschreibmaschinen. Dies hat zur Folge, daß die im Postbetrieb gebräuchlichen Springschreibertische durch entsprechende Ausschnitte der Tischplatte an die neue Tastaturhöhe angepaßt werden müssen.

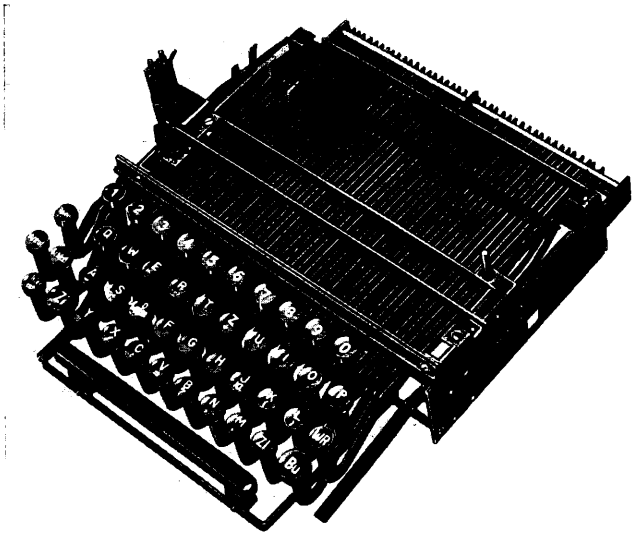


Abb. 4. Tastatur

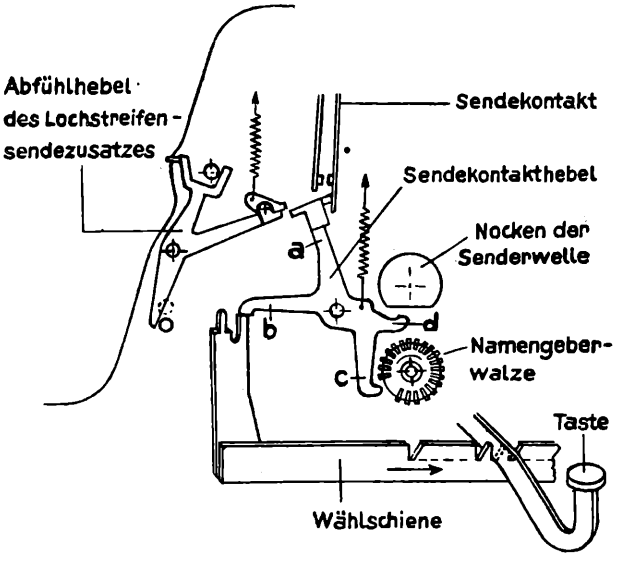


Abb. 5. Steuerung der Sendekontakte durch Tastatur, Namengeber und Lochstreifensendezusatz

3. Sender

Da sich der bisherige Nockensender in langjährigem Betrieb bewährt hat, wurde seine Konstruktionsform auch beim T 68 a grundsätzlich beibehalten. Die 6 parallel geschalteten Sendekontakte werden über je einen Sendekontakthebel durch die Sendernockenbuchse gesteuert, deren Nocken die Einsatzpunkte der einzelnen Schritte festlegen und entsprechend gegeneinander versetzt sind. Die Sendernockenbuchse wird bei der Aussendung eines Zeichens mit der ständig umlaufenden Senderwelle für eine Umdrehung gekoppelt. Der Sendekontakthebel für den Sperrschritt ist wie bisher zweiarmig. Durch den einen Arm wird er vom Sperrnocken mechanisch gesteuert, durch den anderen Arm wird der zugehörige Kontakt betätigt. Die Kontakthebel der 5 Zeichenschritte besitzen zwei weitere, also insgesamt vier Arme. Wie aus Abb. 5 hervorgeht, werden die Kontakthebel beim Schreiben von Hand durch die 5 Wählschienen am Arm b, beim Ablauf des Namengebers am Arm c und bei einer Lochstreifensendung unmittelbar am Kontaktarm a entsprechend den einzelnen Schritten des auszusendenden Zeichens eingestellt. Der Sendekontakthebel mit seinen vier Armen ist ein besonders augenfälliges Beispiel der Ausnützung eines Einzelteils für verschiedene Funktionen.

Eingehende oszillographische Untersuchungen erwiesen die einwandfreie Kontaktgabe des Senders sowie den zeitgerechten Einsatz der einzelnen Schritte auch nach langer Betriebsdauer. Die Verzerrung des „durchlaufenden" Senders liegt mit 1 bis 2 % wesentlich unter derjenigen bisheriger Maschinen und dürfte bei mechanisch arbeitenden Sendern schwer zu unterbieten sein. Neu für Siemens-Apparate ist der Antrieb der Sendernockenbuchse durch eine Zahnkupplung, die nicht nur vom Standpunkt der Wartung aus an dieser Stelle einer Filzkupplung vorzuziehen ist. Die Zahnkupplung des Senders belastet beim Schreiben den Motor, während die Filzkupplung des Empfängers ihn wie bisher entlastet. Hierdurch werden allzu große Schwankungen des Drehmoments vermieden; die noch verbleibenden geringen Belastungsstöße werden durch den kräftigen, hochtourigen Motor ausgeglichen. Die beim Schreiben von Hand bisher nicht erreichte geringe Bezugsverzerrung von 3 bis 4 % ist dieser Tatsache im wesentlichen zuzuschreiben.

Der Sender arbeitet gemäß der CCIT-Empfehlung mit 1,5fachem Sperrschritt. Die Verlängerung der Zeichendauer von 140 auf 150 ms verringert die maximale Schreibleistung von 428 auf 400 Zeichen/min. Aber auch dieser Wert gilt bei Verwendung einer Zahnkupplung nur dann, wenn die Kupplung zwischen den einzelnen Zeichen nicht gelöst wird, also bei einer Lochstreifensendung oder beim Ablauf des Namengebers. Beim Schreiben von Hand ergeben sich gleiche Verhältnisse nur unter der Voraussetzung, daß die Senderkupplung noch vor dem völligen Ablauf der Sendernockenbuchse neu ausgelöst wird. Sonst wird die Sendernockenbuchse erst mitgenommen, nachdem die Zähne der beiden Kupplungshälften in Eingriff gekommen sind. Bei der Senderkupplung des T 68 a mit 30 Zähnen beträgt die dafür notwendige Zeitspanne bis zu $150 : 30 = 5$ ms. Infolge der sorgfältigen Durchbildung des Auslösemechanismus der Kupplung, die bei frühzeitiger Wie-

derherstellung der Auslösebereitschaft sowohl das harte „staccato"- als auch das weichere „legato"-Schreiben erlaubt, tritt bei schnellem Schreiben diese Unregelmäßigkeit in der Auslösung des Senders jedoch kaum in Erscheinung. Ebenso wird die Herabsetzung der Schreibleistung durch den verlängerten Sperrschritt und die Änderung des Schreibrhythmus von geübtem Personal nach den bisherigen Betriebserfahrungen nur dann als störend empfunden, wenn es abwechselnd an Maschinen mit einfachem und verlängertem Sperrschritt arbeiten muß.

Der bei TW- und HV-Betrieb notwendige Namengeber entspricht konstruktiv der bisherigen Bauform. Gemäß der CCIT-Empfehlung ist er für die Aussendung von 20 anstatt bisher 19 Zeichen durchgebildet worden.

Beim T 68 a wurde erstmalig für Prüfzwecke ein Wechselsender zusätzlich eingebaut, da bei verlängertem Sperrschritt der Abgleich von Anschlußschaltungen bekanntlich nicht mehr mit Springschreiberzeichen möglich ist. Der Wechselsender, der während des normalen Betriebs zur Erhöhung seiner Lebensdauer nicht mitläuft, wurde mit Silberkontakten ausgerüstet, die im Gegensatz zu den üblichen Wolframkontakten auch nach längeren Ruhepausen eine einwandfreie Kontaktgabe gewährleisten. Die Verzerrung, die wie beim Sender bei 1 bis 2 % liegt, ist für die betrieblichen Erfordernisse ausreichend.

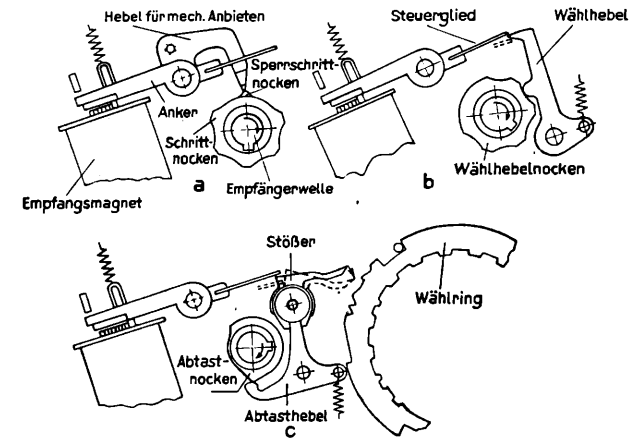


Abb. 6. Schematische Darstellung der Wirkungsweise des Empfängers:
a) Anbieten des Ankers
b) Sperren des Ankers
c) Abtasten und Speichern

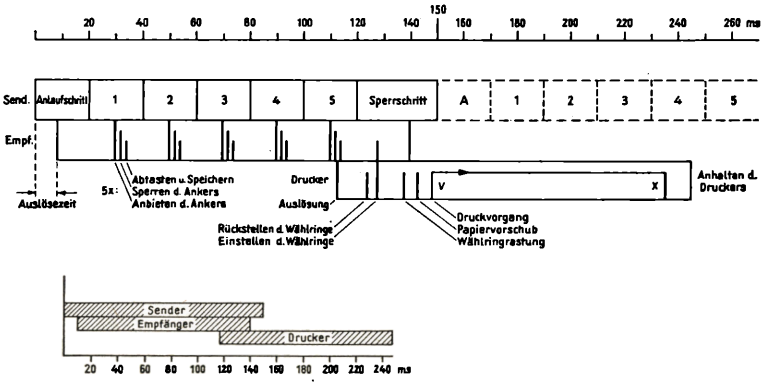


Abb. 7. Zeitdiagramm des Fernschreibers

4. Empfänger

Der Empfänger (schematische Darstellung in Abb. 6) wertet die einzelnen Schritte des empfangenen Fernschreibzeichens aus, verstellt die Wählringe und leitet anschließend den Druckvorgang ein. Den zeitlichen Ablauf der einzelnen Vorgänge beim Empfänger und Drucker gibt das Zeitdiagramm in Abb. 7 wieder, bei dem eine verzerrungsfreie Übertragung der Zeichen angenommen worden ist. Der Empfänger wird durch die bei jedem Zeichen angelassene Empfängerwelle im Takte der Fernschreibzeichen gesteuert. Da die Empfängerwelle nach dem Eintreffen des Anlaufschrittes möglichst exakt mitgenommen werden muß, wird auch beim T 68 a an dieser Stelle eine Filzkupplung verwendet. Die Kupplung (Abb. 8) wurde im Gegensatz zu den bisherigen Bauformen vollständig gekapselt, so daß ein Ölverlust während des Betriebs und das Verschmutzen benachbarter Maschinenteile vermieden wird. Bei dieser Kupplung wurde das Schmierproblem erstmalig befriedigend gelöst. Das Gehäuse der Kupplung, das zum Ausgleich von Belastungsschwankungen eine große Masse besitzt, leitet die in der Kupplung entstehende Wärme gut ab und vermeidet sicher das bei längerem Betrieb früher oft aufgetretene Zundern der Filze. Infolge dieser Verbesserungen stellt die neue Filzkupplung keine höheren Ansprüche an die Wartung als die übrigen Teile der Maschine.

Entsprechend dem Zeitdiagramm erreicht die Empfängerwelle etwa 9 ms nach dem Eintreffen des Anlaufschrittes ihre volle Geschwindigkeit. Diese Zeit setzt sich aus der Abfallzeit des Empfangsmagneten und dem Schlupf der Kupplung zusammen. Die Empfängerwelle wird über das mit dem Kupplungsgehäuse vereinigte

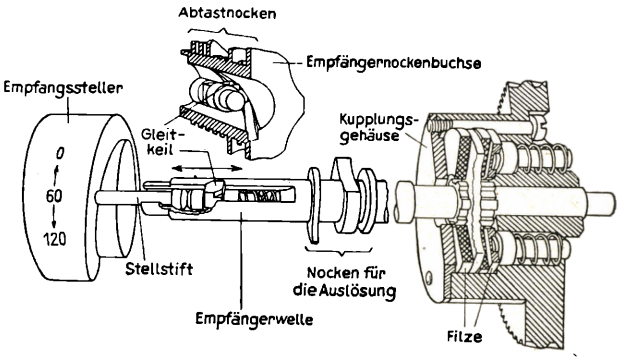


Abb. 8. Empfängerwelle mit Kupplung und Empfangssteller

Stirnrad unmittelbar von der Senderwelle aus mit einem Übersetzungsverhältnis von 125 : 110 angetrieben. Die Umlaufzeit des Empfängers beträgt 132 ms. Es ist also sichergestellt, daß der Empfänger auch bei einem infolge ungünstiger Übertragungsverhältnisse stark verzerrten Sperrschritt noch sicher angehalten wird.

Der Empfänger wurde konstruktiv gegenüber dem des T 34 wesentlich geändert. Die Firma gab den Empfangsmagneten mit 5 Ankern auf und ging auf ein Einankersystem über (Abb. 9). Die Empfängerwelle wird wie bisher durch den Abfall des Ankers des Empfangsmagneten beim Eintreffen des Anlaufschrittes ausgelöst. Die 5 Schritte des Telegraphierzeichens selbst werden in 3 Arbeitsgängen ausgewertet. Im Gegensatz zu anderen Systemen wird der Anker an den Empfangsmagneten vor Erreichung der Schrittmitte kurzzeitig mechanisch angelegt. Bei Stromschritten wird er in

dieser Stellung gehalten, während er bei Pausenschritten wieder abfällt (vgl. Abb. 6 a). In der Mitte der Schritte wird die Einstellung des Ankers durch den Wählhebel festgelegt (Abb. 6 b) und erst anschließend durch den entsprechenden Abtasthebel abgetastet und in der Einstellung des zugehörigen Stößers gespeichert (Abb. 6 c). Nach Einspeicherung der 5 Schritte wird der Drucker angelassen und die 5 Wählringe werden durch die Stößer eingestellt.

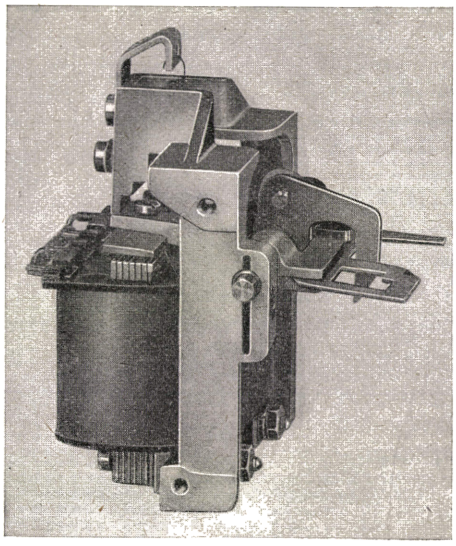


Abb. 9. Empfangsmagnet mit Anker

Da der Empfangsmagnet selbst den Anker nicht mehr anzuheben braucht, arbeitet er weitgehend unabhängig von der Größe des Linienstroms. Außerdem konnte der Anker einen großen Hub erhalten, der die Steuerung der Einstellglieder erleichtert. Wegen der geringen notwendigen Empfangsenergie ist die Induktivität des Empfangsmagneten klein gehalten worden. Sie beträgt bei Anzug und Abfall des Ankers jeweils nur etwa die Hälfte der entsprechenden Werte der bisherigen Siemens-Fernschreibmaschinen. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, im Bedarfsfalle mehrere Fernschreiber in Hintereinanderschaltung zu betreiben. Die geringe Induktivität bringt bei kurzen Anschlußleitungen auch übertragungstechnische Vorteile. Bei sehr langen Leitungen kann es allerdings notwendig werden, die Induktivität durch eine Zusatzspule der erhöhten Leitungskapazität anzupassen, um damit bei Einfachstrom günstigere Arbeitsbedingungen zu schaffen.

Der Empfangsspielraum kann wie bei den bisherigen Fernschreibmaschinen an einem Empfangssteller abgelesen werden, der von außen bedienbar ist. Bei unverzerrten Zeichen ist der Grad seiner Verstellbarkeit bis zum Abdruck falscher Zeichen ein Maß für die Güte des Empfängers. Ebenso läßt sich durch die Einstellung des Empfangsstellers die Verzerrung ankommender Zeichen beurteilen und der Empfänger in gewissen Grenzen an die jeweiligen Übertragungsverhältnisse anpassen.

Der Empfangsspielraum des T 68 a liegt bei Werten von mehr als ± 40 % und damit hart an der theoretisch erreichbaren Grenze.

Durch den Empfangssteller (Abb. 8) werden die Abtastpunkte für die einzelnen Schritte gegenüber dem Anlaufschritt verschoben. Zu diesem Zweck sind auf der Empfängerwelle selbst nur die Nocken für die Auslösung untergebracht. Die Nocken für die Abtastung der Schritte sind auf der Empfängernockenbuchse zusammengefaßt, deren Lage gegenüber der Empfängerwelle durch den Empfangssteller verdreht werden kann. Die Einstellung des Empfangsstellers wird auf einen im Innern der gebohrten Empfängerwelle axial bewegten Stift übertragen, der mittels eines Gleitkeiles in die schraubenförmige Nut der Empfängernockenbuchse eingreift und deren Verdrehung bewirkt. Bei der konstruktiven Durchbildung des Empfangsstellers wurde größter Wert darauf gelegt, das Trägheitsmoment der Empfängerwelle so klein wie möglich zu halten.

5. Drucker

Der Drucker hat die weitestgehenden Änderungen erfahren. Der Übergang von Wählschienen auf Wählringe beim Empfänger sowie die Verwendung eines Typenrads führten zu einer gedrängten, raumsparenden Konstruktion (Abb. 10). Die Druckerwelle wird nach ihrer Auslösung durch eine Zahnkupplung für eine Umdrehung mitgenommen. Der ungenaue Einsatz einer Zahnkupplung kann hier, ebenso wie beim Sender, in Kauf genommen werden. Die Übersetzung von Empfänger auf Drucker beträgt 1 : 1; der Drucker benötigt also wie der Empfänger für einen Umlauf 132 ms.

Nach dem Anlauf der Druckerwelle werden die Wählringe in ihre Ausgangsstellung gebracht, durch die Stößer des Empfängers dem ankommenden Zeichen entsprechend neu eingestellt und gerastet. Anschließend wird der Papierstreifen durch eine Friktionsrolle um eine Teilung fortgeschaltet. Die mit der Druckerwelle umlaufende Sucherklinke tastet jetzt die konzentrisch angeordneten Wählringe, die auf der Innenseite dem Fünferalphabet entsprechende Einschnitte tragen, ab, bis die Klinke in eine von den Wählringen gebildete durchgehende Nut einfallen kann und festgehalten wird (Abb. 11). Beim Weiterdrehen der Druckerwelle verschiebt sich die mit der Sucherklinke verbundene Buchse auf der Druckerwelle in axialer Richtung und löst den eigentlichen Druckvorgang aus. Der Druckhebel betätigt den Druckhammer, der das Papier gegen das Typenrad schlägt. Das Typenrad wird bei der Kürze des Druckvorganges nicht angehalten. Der Druck erfolgt „fliegend".

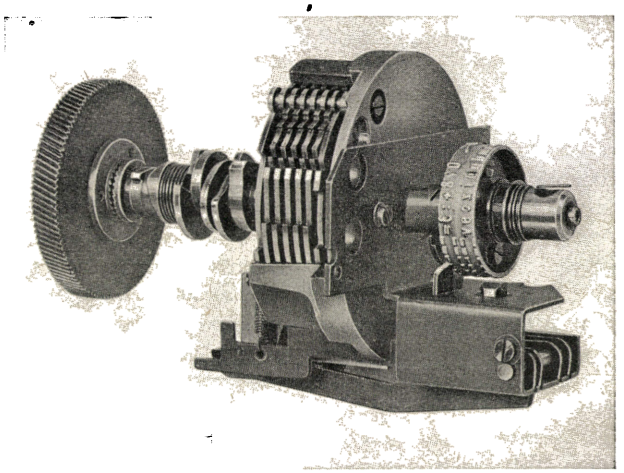


Abb. 10. Wählringe und Drucker

Bei Druckstreifenempfang wird außer den gebräuchlichen Schriftzeichen nur das Zeichen für den Wagenrücklauf abgedruckt, während die CCIT-Empfehlungen

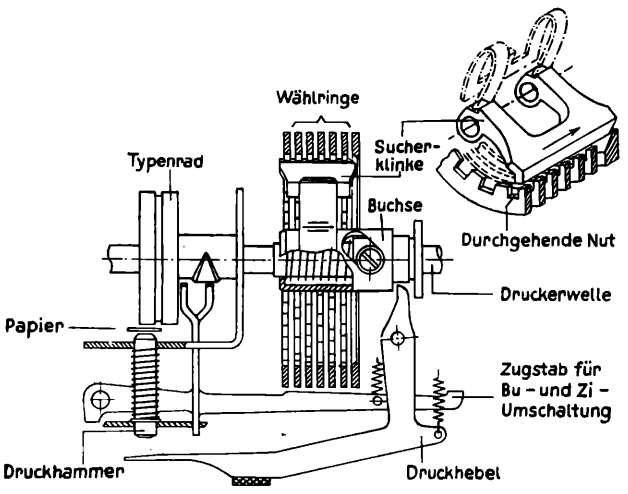


Abb. 11. Wirkungsweise des Druckers

für Kontrollzwecke auch den Abdruck von Zeichen für den Zeilenvorschub, für die Anforderung des Namengebers und für die Auslösung der Klingel vorsehen.
Am äußeren Umfang der Wählringe sind zusätzliche Einschnitte, in welche bei Buchstaben- und Ziffernwechsel, bei Anforderung des Namengebers und des Klingelzeichens Zugstäbe einfallen können, welche bei der Maschine die entsprechenden Vorgänge auslösen.
Beim T 68 a wird das Typenrad durch leicht auswechselbare, billige Farbrollen eingefärbt. Damit entfallen die von der Schreibmaschine übernommenen Farbbänder, die bei den bisherigen Fernschreibmaschinen häufig zu Störungen Anlaß gaben. Das Typenrad ist ohne Werkzeug abnehmbar. Hierdurch wird die laufende Pflege erleichtert. Dies ist wichtig, da das Typenrad bei jedem Umlauf eingefärbt wird und infolgedessen leicht verschmutzt.

6. Anschlußschaltung

Beim T 68 a entfallen die bisherigen getrennten Fernschaltgeräte für TW- und HV-Betrieb. Die notwendigen Schaltmittel sind auf einer Schaltungsplatte vereinigt. Verschiedene Ausführungsformen gestatten die üblichen Betriebsarten. Die Schaltungsplatte ist hinter der Tastatur im Unterteil des Fernschreibapparates untergebracht. Die für den TW-Dienst notwendige Nummernscheibe sitzt dagegen an der Frontplatte und ist dadurch bequem bedienbar. Die Schaltung für TW- und HV-Betrieb entspricht weitgehend derjenigen der bisherigen Fernschaltgeräte. Die Überwachungslampe der bisherigen Fernschaltgeräte entfällt. Wird die Signalisierung von Anrufen gewünscht, so soll ein vom Starkstromkreis unmittelbar gesteuertes Schaltrelais ohne Eingriff in die Maschine den Anlauf des Apparates anzeigen. Hierdurch wird auch eine Signalisierung in einen anderen Raum möglich.
Der verbesserte Störschutz ist in der Schaltungsplatte untergebracht. Voll wirksam wird die Entstörung jedoch erst durch die Kapselung des Apparates, dessen statische Abschirmung mittels geschirmter Anschlußleitungen bis zur Starkstrom- bzw. Liniendose fortgesetzt worden ist. Der T 68 a kann infolgedessen unbedenklich in der Nähe von Funkempfangsgeräten betrieben werden.

7. Lochstreifenzusätze

Die Lochstreifenzusätze lassen sich im T 68 a auf einfachste Weise nachträglich einbauen. Sie gliedern sich organisch in die Fernschreibmaschine ein und benötigen keinen zusätzlichen Raum.

Der Lochstreifensendezusatz (Abb. 12) bildet eine Ergänzung zum Sender der Maschine. Er besteht aus einer Platte mit der Lochstreifenführung sowie der Vorschub- und Abfühleinrichtung für den Lochstreifen. Die Abfühlhebel steuern mechanisch die Sendekontakthebel am Kontaktarm a (vgl. Abb. 5). Der Lochstreifensender weist trotz seiner Einfachheit gegenüber dem älteren getrennten Gerät beachtliche Verbesserungen auf. Der Lochstreifen wird schrittweise und nicht mehr kontinuierlich fortgeschaltet, wobei die Abfühlhebel aus dem Bereich des Lochstreifens herausgenommen werden. Dadurch wird der Lochstreifen geschont, so daß auch ein Papier geringerer Festigkeit verwendet werden kann.

Es ist möglich, jederzeit durch Betätigen eines Schaltknebels von Hand- auf Lochstreifensendung überzugehen. Bei einer Lochstreifensendung wird die Tastatur mechanisch gesperrt und so eine unbeabsichtigte Verstümmelung der Nachricht sicher vermieden. Außerdem wird durch den mechanischen Fliehkraftschalter des Motors die Fernschreibmaschine automatisch auf

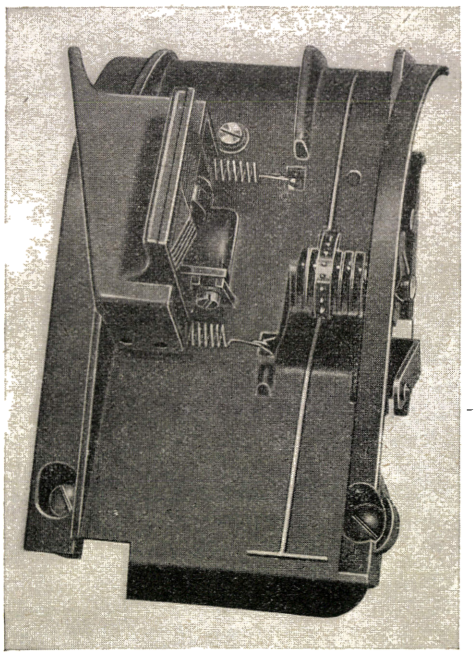


Abb. 12. Lochstreifensendezusatz

Handbetrieb zurückgeschaltet, sobald eine Verbindung getrennt und damit der Motor stillgesetzt wird. Dadurch wird verhindert, daß einem später anrufenden Teilnehmer ein noch eingelegter Lochstreifen versehentlich zugeschrieben wird.

Der Empfangslocherzusatz (Abb. 13) gestattet die Erzeugung eines bedruckten Lochstreifens an Stelle des Druckstreifens. Da der Empfangslocher jedoch zu diesem Zweck gegen eine Abdeckung ausgewechselt werden muß, ist es nicht möglich, während des Betriebs von Druckstreifen- auf Lochstreifenempfang überzugehen.

Der Empfangslocher arbeitet unmittelbar mit dem Drucker zusammen. Er konnte infolgedessen überraschend einfach gehalten werden. Die Einstellung der Stanzstempel wird über Zwischenglieder durch die

Wählringe gesteuert, während der Stanzvorgang durch einen Exzenter des Druckers ausgelöst wird. Der Vorschub des Lochstreifens erfolgt wie im Druckstreifenbetrieb durch die Friktionsrolle. Dadurch läßt sich der Lochstreifen schnell einlegen und erfährt keine mechanische Beanspruchung der Transportlöcher.

Da beim Lochstreifenempfang die Zeichen gestanzt werden müssen, die beim Druckstreifenempfang keinen Abdruck erzeugen, wird beim Einbau des Empfangslochers die Vorschubunterdrückung für diese Zeichen aufgehoben. Die Stanzung der Kombination „Wer da?" (Ziffernumschaltung + D) wird jedoch unterdrückt, weil der Ablauf des Namengebers der Gegenstelle die

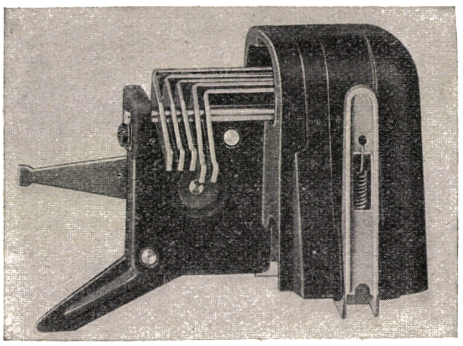


Abb. 13. Empfangslocher

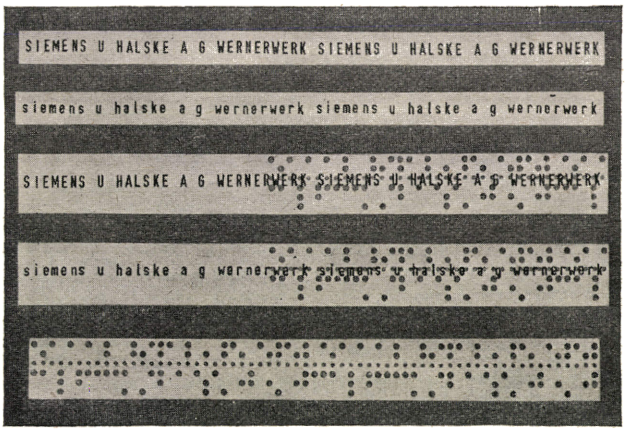


Abb. 14. Druckstreifen und Lochstreifen mit und ohne Kontrolldruck

Lochstreifensendung stören würde. Beim T 68 a steht die Schrift zwischen den einzelnen Lochreihen. Abb. 14 zeigt Muster von Druckstreifen und Lochstreifen mit und ohne Kontrolldruck. Schrift und Lochung sind aus konstruktiven Gründen um 27 Zeichen, das sind 68 mm, versetzt.

Im Teilnehmerverkehr dürfte diese Versetzung von Schrift und Lochung wohl kaum stören, da im allgemeinen längere Fernschreiben durchgegeben werden, die zudem an denselben Empfänger gerichtet sind. Im Telegraphenverkehr der Postverwaltungen dagegen werden über eine Telegraphenleitung meistens Serien kurzer Nachrichten übermittelt, die auf verschiedene Verkehrsrichtungen zu verteilen sind. Infolge der Überlappung von Schrift und Lochung kann ein ankommender Lochstreifen nur dann in die einzelnen Telegramme zerschnitten werden, wenn vor jedem Telegramm zusätzlich mindestens 27 Abstandszeichen gegeben werden. Hieraus ergeben sich Verlustzeiten und eine Erschwerung der Betriebsabwicklung.

8. Zeichenzählvorrichtung mit Tastensperre

Die Zeichenzählvorrichtung wird wie bei den früheren Siemens-Apparaten durch die Druckerwelle angetrieben. Neuartig ist ihre Ergänzung durch eine mechanische Tastensperre, die das betriebssichere Zusammenarbeiten mit Blattschreibern ermöglicht. Während das 59. Zeichen durch ein Lampensignal angezeigt wird, wird die Tastensperre erst beim 69. Zeichen wirksam. Die Tastensperre kann nur durch Drücken der Wagenrücklauftaste aufgehoben werden.

Da die Zeichenzählvorrichtung durch den Drucker betätigt wird, erfüllt sie nur im Zweidrahtbetrieb, bei dem die ausgesandten Zeichen mitgeschrieben werden, ihren Zweck. Diese aus Konstruktionsgründen getroffene Lösung erscheint ausreichend, weil Blattschreiber in Deutschland gegenwärtig nur in Netzen mit Zweidrahtbetrieb eingesetzt sind. Die Kopplung des Zeichenzählers mit dem Drucker hat zur Folge, daß die Zeichen nur bei Druckstreifenempfang entsprechend der Zeilenlänge des Blattschreibers gezählt werden. Bei Lochstreifenempfang, bei dem auch die nicht abgedruckten Zeichen gestanzt werden, wird die Tastensperre in der Regel wirksam, bevor die Zeile des Blattschreibers vollgeschrieben ist.

9. Mitlesesperre

Der T 68 a wurde mit einer mechanisch arbeitenden Mitlesesperre ausgerüstet, welche die Möglichkeit gibt, im Zweidrahtbetrieb das Mitlesen des ausgesandten Textes zu unterdrücken. Mit Rücksicht auf den Lochstreifenbetrieb wurde sie so durchgebildet, daß sie wahlweise nur bei Lochstreifensendungen wirksam ist, während Handsendungen mitgelesen werden können. Dadurch wird erreicht, daß bei Lochstreifensendungen kein neuer Streifen im Empfangslocher der sendenden Maschine erzeugt wird. Die Mitlesesperre gewinnt beim T 68 a im Zusammenhang mit den eingebauten Lochstreifenzusätzen zusätzliche Bedeutung, während sie bei den früheren Fernschreibern kaum benutzt wurde.

10. Fernschalter

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß auch beim T 68 a ein mechanischer Fernschalter eingebaut werden kann. In seiner Wirkungsweise entspricht er den von früheren Fernschreibmaschinen her bekannten Bauformen.

III. Zusammenfassung

Beim neuen Streifenschreiber T 68 a gehen konstruktive Vereinfachungen mit beachtlichen technischen Verbesserungen Hand in Hand. Es ist ein Streifenschreiber entstanden, der vor allem infolge seiner Zusatzgeräte vielseitige Anwendungsmöglichkeiten bietet.

Der T 68 a ist als Streifenschreiber für den öffentlichen Verkehr und für Sondernetze von Verwaltungen verwendbar. Darüber hinaus ist er auch für das TW-Netz und für Privatnetze an Stelle des Blattschreibers geeignet. Dabei werden der Verzicht auf Kopien und die Notwendigkeit, die Streifen aufzukleben, durch einen niedrigeren Anschaffungspreis und durch Vorteile in Betrieb und Unterhaltung wettgemacht.

Schrifttumsnachweis

[1] F. Butzke und E. Lölkes, Der Fernschreiber 68. Siemens-Zeitschrift, Jg. 25 (1951), S. 37,

(Eingeg. 14. Januar 1952)

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Die experimentelle Prüfung der Theorie kleiner Signale der Wanderfeldwendelröhren

Von HERBERT SCHNITGER und DIETER WEBER

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

(A.E.Ü. **6** [1952], 369—376; eingegangen am 22. April 1952)

DK 621.385.831.029.64

Es wird eine experimentelle Prüfung der Theorie kleiner Signale von Wanderfeldwendelröhren ohne zusätzlichen Dämpfungsbelag vorgenommen. Damit bei dieser Prüfung die Wellenlänge, die Spannung und die Stromstärke in einem genügend großen Bereich geändert werden können, besitzen die Versuchsröhren erstens eine über einen sehr großen Frequenzbereich befriedigend reflexionsarme Ankopplung und zweitens wird die Messung des Kopplungswellenwiderstandes auf die Messung des elektronischen Dämpfungsmaximums zurückgeführt. Zur Erhöhung der Genauigkeit dieser Methode werden Korrekturen für den Einfluß kleiner natürlicher Wendeldämpfungen und geringer elektronischer Abstoßungskräfte angegeben.

Die Messungen zeigen, daß sich die Verstärkungseigenschaften der Röhren auch noch bei einem starken Einfluß der Glashalterung der Wendeln vorausberechnen lassen, wenn die durch das Dielektrikum beeinflußte Ausbreitungsgeschwindigkeit längs der Wendelachse experimentell bekannt ist. Bei der Vorausberechnung des Kopplungswellenwiderstandes wird dabei von der von PIERCE [1] auf Grund des Leitungsersatzschaltbildes vermuteten Korrektur für die Berücksichtigung des Dielektrikums Gebrauch gemacht. Die Wellenlänge wurde bei den Messungen zwischen 10,5 und 30 cm verändert.

Auch die Messung der Spannungs- und Stromabhängigkeit der Verstärkung ergibt eine befriedigende Übereinstimmung mit der Theorie. Die Untersuchungen beschränken sich dabei allerdings auf das bei der Versuchsröhre vorgegebene Verhältnis 0,2 von Strahlradius zu Wendelradius. Der Wendelradius wurde bei diesen Betrachtungen 8% größer als der mittlere Wendelradius angenommen; eine solche Korrektur erscheint als Folge des sich nur im Außenraum befindlichen Dielektrikums zulässig.

Einführung

Die 1950 erschienene zusammenfassende Darstellung über Wanderfeldröhren von J. R. PIERCE [1] gibt bereits eine gut begründete Theorie kleiner Signale dieser neuen Röhren. Im Verhältnis zu den teilweise schon sehr ins einzelne gehenden Berechnungen ist die Zahl der bisher mitgeteilten Versuchsergebnisse, die eine Prüfung der Theorie erlauben, noch recht gering. Für Wendelröhren, deren technische Bedeutung schon erheblich ist, hat CUTLER [2] kürzlich in übersichtlicher Form die bis jetzt vorhandenen Berechnungsunterlagen für die Verstärkung derartiger Röhren unter üblichen Betriebsbedingungen zusammengestellt. CUTLER hat zeigen können, daß sich die Verstärkung bei einer Reihe von Versuchsröhren mit sehr unterschiedlichen Wellenlängen und Leistungen sehr gut vorausberechnen läßt. Voraussetzung dafür ist jedoch die Kenntnis der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle auf dem wendelförmigen Wellenleiter und die Messung eines Korrektionsfaktors für den Wellenwiderstand. PIERCE setzt für seine Berechnungen eine idealisierte Wendel voraus, die in der einfachsten der von ihm behandelten Formen durch einen genügend dünnen Zylinder mit wendelförmiger Leitfähigkeit dargestellt wird. Er zeigt dann, daß freitragende, drahtförmige Wendeln mit Hilfe von Korrekturen auf idealisierte Wendeln zurückgeführt werden können. In den praktisch ausgeführten Wendelröhren werden die Wendeln jedoch durch meist sehr ausgedehnte dielektrische Körper gehaltert, da eine sehr genaue Lage der Wendel erforderlich ist. Der Einfluß der dielektrischen Stützen auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit und auf den Wellenwiderstand ist dabei so beträchtlich, daß es noch nicht gelungen ist, ihn durch Korrekturen zu berücksichtigen. Das erste Ziel der vorliegenden Arbeit ist nun, auf Grund von Messungen zu zeigen, wie groß dieser Einfluß der dielektrischen Halterungen in praktischen Fällen werden kann. Zweitens soll nachgewiesen werden, daß die aus dem Dielektrikum folgende Unsicherheit bei der Verstärkungsberechnung hauptsächlich in bezug auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit besteht, da man bei deren Kenntnis mit einer noch befriedigenden Genauigkeit die Korrektur für den Wellenwiderstand vorausberechnen kann. Drittens soll dann aus der für eine Versuchsröhre auf Grund von Messungen ermittelten Ausbreitungsgeschwindigkeit die Verstärkung in Abhängigkeit von der Stromstärke und von der Spannung vorausberechnet und mit den gemessenen Werten verglichen werden. Gegenüber bisher veröffentlichten Messungen haben die dabei mitgeteilten Versuchsergebnisse voraus, daß sie ohne zusätzliche Röhrendämpfung gewon-

nen werden, da es bei der verwendeten breitbandigen Ankopplung gelingt, die Versuchsröhre bis etwa 18 db Verstärkung ohne Dämpfung zu betreiben, ohne daß eine Selbsterregung eintritt. Dadurch ist es möglich, Unsicherheiten durch die bei größerer Stromdichte nicht mehr in einfacher Weise genügend exakt von der Theorie berücksichtigbare Dämpfung auszuschalten.

1. Die Gleichungen für die Verstärkung einer Wanderfeldwendelröhre

Nach PIERCE [1] wird die Verstärkung einer Wanderfeldröhre durch drei Wellen in der Laufrichtung des Signals mit verschiedenen komplexen Ausbreitungskonstanten beschrieben. Da sich nur für die eine der drei Wellen eine anwachsende Amplitude ergibt, wird für praktische Fälle, d. h. immer dann, wenn die Verstärkung größer als etwa 10 db wird, die Verstärkung durch das Verhalten der ersten Welle allein beschrieben. Es ergibt sich dann die bekannte Gleichung für die logarithmische Verstärkung G

$$G = A + BCN. \tag{1}$$

A ist die Aufteilungsdämpfung, die die Aufteilung des Eingangssignals auf die drei Wellen beschreibt und B ist ein Verstärkungsparameter. A und B sind in Abhängigkeit von der gewählten Betriebsspannung, der Eigendämpfung des Wellenleiters und dem Einfluß der Raumladungskräfte zwischen den Elektronen teilweise direkt den vorhandenen Theorien entnehmbar. N ist die Zahl der Laufzeitperioden längs des Wellenleiters und damit ein Maß für die aktive Länge l des Wellenleiters, längs der er mit dem Elektronenstrahl in Wechselwirkung steht. Für die Geschwindigkeit zur Berechnung der Laufzeitperioden ist die der Strahlspannung $V_=$ entsprechende Elektronengeschwindigkeit zu wählen; der Elektronenstrahl erzwingt etwa die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals. Es gilt

$$N = \frac{l \cdot \beta_=}{2\pi}, \tag{2}$$

wenn die Phasenkonstante $\beta_=$ durch die Gleichung

$$\beta_= = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{c}{\sqrt{2\frac{e}{m} \cdot V_=}} \tag{3}$$

definiert ist. Es sei hier schon erwähnt, daß durch die Gl. (3) auch Wertepaare β und V mit anderen Indizes verbunden sein sollen. C ist das eigentliche Verstärkungsmaß der Röhre und steht als Abkürzung für den Ausdruck

$$C = \left(\frac{K_d J_=}{4 V_=}\right)^{1/3}. \tag{4}$$

Darin ist $J_=$ der Strahlgleichstrom und K_d ein spezieller Wellenwiderstand, der die Kopplung zwischen dem Wellenleiter und dem Elektronenstrahl unter den vorgegebenen Betriebsbedingungen beschreibt und daher als Kopplungswellenwiderstand bezeichnet werden soll.

Bei der Spannungsabhängigkeit der Verstärkung kommt es hauptsächlich auf den Unterschied zwischen der Strahlgeschwindigkeit und der Geschwindigkeit der sich ungestört auf dem Wellenleiter ausbreitenden Welle an. Da wir die Strahlgeschwindigkeit zweckmäßig durch die Strahlspannung ausdrücken, wollen wir auch die ungestörte Ausbreitungsgeschwindigkeit durch eine zugehörige Ausbreitungsspannung wiedergeben. Sie gibt die Spannung an, die ein Elektron durchlaufen muß, damit es die ungestörte Ausbreitungsgeschwindigkeit erreicht. Wir wollen die Ausbreitungsspannung allgemein mit V_d bezeichnen, jedoch für den speziellen Fall, daß sich der metallische Wellenleiter ausschließlich im Vakuum befindet, auch die Bezeichnung V_v zulassen. Für V_d und V_v sollen nach Gl. (3) auch die Phasenkonstanten β_d und β_v definiert sein. Die Spannungsabhängigkeit der Verstärkung einer Wanderfeldröhre wird dann am besten durch den allgemeinen Parameter b gemäß der Gleichung

$$b = \frac{V_= - V_d}{2 V_= \cdot C} \tag{5}$$

beschrieben, die mit genügender Genauigkeit für $|V_= - V_d| \ll V_d$ gilt.

2. Die Ausbreitungsspannung

Freitragende drahtförmige Wendeln ersetzt man durch die in der Einleitung erwähnten idealisierten Wendeln, indem man für deren Durchmesser $2a$ den mittleren Durchmesser aus dem inneren und äußeren Durchmesser der Drahtwendel wählt und die Ganghöhe h der Drahtwendel beibehält. In der Abb. 1 ist

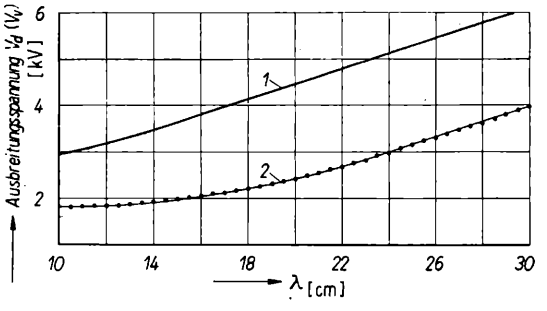


Abb. 1.
Wellenlängenabhängigkeit der Spannung für die optimale Verstärkung der ersten Teilwelle in einer Wanderfeldwendelröhre ohne Dämpfung;
Kurve 1: Berechnete Werte für die freitragend gedachte Wendel der Versuchsröhre Nr. 297,
Kurve 2: An der Versuchsröhre Nr. 297 gemessene Werte.

die dann berechenbare Ausbreitungsspannung der Wendel der hier untersuchten Röhre in Abhängigkeit von der Wellenlänge dargestellt (Kurve 1). Die Kurve 2 gibt dagegen die gemessenen Werte der Ausbreitungsspannung wieder, wenn dieselbe Drahtwendel in das Glasrohr einer Röhre gemäß den Maßangaben der Abb. 2[1] eingebaut ist. Für die Mes-

[1] Eine Beschreibung der Röhre befindet sich in einer in Vorbereitung befindlichen Arbeit der Verf. über eine Wanderfeldleistungsröhre für 15 cm Wellenlänge.

sungen ist das Osramglas Nr. 637 h (Molybdänglas) verwendet worden. Die starke Verschiebung der gemessenen Kurve nach kleineren Ausbreitungsspannungen hin wird bei Annahme des üblichen Leitungs-Ersatzschaltbildes hauptsächlich durch die größere kapazitive Belegung des Wellenleiters, hervorgerufen durch die große Dielektrizitätskonstante des Glasrohres, bewirkt. Der Einfluß des die

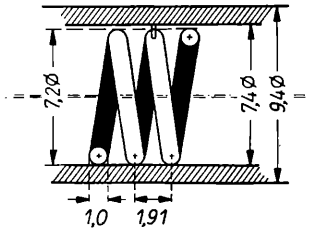


Abb. 2.

Wendel- und Glasmaße der Versuchsröhre Nr. 297. Die Wendelachse ist um 0,2 mm gegenüber der Glasrohrachse verschoben (Maße in mm).

Wendel konzentrisch umgebenden metallischen Schutzleiters ist demgegenüber zu vernachlässigen. Das Dielektrikum befindet sich nur im Außenraum der Wendel. Dadurch erfolgt gegenüber der freitragenden Wendel eine Verschiebung des Kraftlinienbildes vermutlich in Richtung auf den Außenraum, und es erscheint nicht mehr zwingend, als mittleren Durchmesser des Wellenleiters gerade den mittleren Wendeldurchmesser zu wählen. Auch für den hier vorliegenden Fall, daß das Dielektrikum einen glatten, konzentrischen Zylinder bildet, ist die Vorausberechnung der Ausbreitungsspannung z. Z. noch nicht möglich. Sehr häufig haben die dielektrischen Halterungen bei Wendeln darüber hinaus noch viel kompliziertere Formen. Die Ausbreitungsspannung einer praktischen, d. h. durch ein Dielektrikum gehalterten Wendel, kann deshalb vorerst nur durch eine Messung bestimmt werden.

3. Der Kopplungswellenwiderstand

Die Berechnung des Kopplungswellenwiderstandes K_d erfolgt praktisch in zwei Stufen:

1. Berechnung des Kopplungswellenwiderstandes in der Achse der idealisierten, jedoch mit einem Dielektrikum behafteten Ersatzwendel aus dem Radius, der Ganghöhe, der tatsächlichen Ausbreitungsspannung und den Korrekturen für die Zurückführung einer freitragenden Drahtwendel auf eine idealisierte Wendel.
2. Berücksichtigung der Abmessungen des Elektronenstrahls, der im vorliegenden Fall als homogener Strahl mit dem Radius r angenommen werden soll.

Der Kopplungswellenwiderstand K_v in der Achse einer idealisierten Wendel ohne Dielektrikum beträgt

$$K_v = K_0 \cdot \beta_v \lambda \cdot e^{-2\beta_v \cdot a} \qquad (6)$$

mit

$$K_0 = 29\,\Omega. \qquad (7)$$

β_v ist dabei für die freie Wendel gemäß der berechneten Kurve 1 in Abb. 1 unter Benutzung der Gl. (3) einzusetzen. Exakt müßte β_v in Gl. (6) noch mit $[1+(\beta_0/\beta_v)^2]$ multipliziert werden (β_0 = Phasenkonstante der Lichtgeschwindigkeit). Bei der hier benutzten Röhre beträgt dieser Ausdruck rund 1,01. Bei dem größeren Teil der technisch interessierenden Wendelröhren liegt er noch dichter bei 1. Wir wollen daher zur Vereinfachung in Gl. (6) und bei allen folgenden Betrachtungen diese Korrektur fortlassen. Durch die Anwesenheit des Dielektrikums erhalten wir jedoch einen V_d entsprechenden Wert β_d an Stelle von β_v. Unter der Voraussetzung, daß sich das Dielektrikum ausschließlich in einer Vergrößerung des Kapazitätsbelages auswirkt, schließt PIERCE aus Analogiebetrachtungen zur Zweidrahtleitung, daß der auf die Drahtoberfläche bezogene Wellenwiderstand durch das Dielektrikum um den Faktor (β_v/β_d) verkleinert wird. Infolge der durch das Dielektrikum bewirkten Veränderung der Phasenkonstanten β_d wird auch die radiale Abhängigkeit des elektrischen Feldes verändert, so daß der auf die Achse der Wendel bezogene Wellenwiderstand noch mit dem Korrektionsfaktor

$$\left[\frac{I_0(\beta_v \cdot a)}{I_0(\beta_d \cdot a)}\right]^2$$

versehen werden muß. Die Funktion I_0 ist in Übereinstimmung mit der Bezeichnung bei PIERCE eine modifizierte Besselsche Funktion. Es ergibt sich somit:

$$K_d = K_0 \cdot \frac{\beta_v^2 \cdot \lambda}{\beta_d} \left[\frac{I_0(\beta_v \cdot a)}{I_0(\beta_d \cdot a)}\right]^2 \cdot e^{-2\beta_v \cdot a} \quad . \qquad (8)$$

Die Korrektur für die Zurückführung der freitragenden Drahtwendel auf eine idealisierte Wendel läßt sich für die hier betrachteten Fälle vernachlässigen. Für eine freitragend gedachte Wendel mit den Maßen nach Abb. 2 beträgt das Verhältnis des Drahtdurchmessers zur Steigung 0,5. Im Bereich der gemessenen Kurve der Abb. 1 ändert sich die Anzahl der Windungen pro Wellenlänge von 5 bei $\lambda = 10$ cm bis 16 bei $\lambda = 24$ cm. Die Korrektur für den Wellenwiderstand in der Achse der Wendel wird jedoch erst merklich, wenn bei einem Verhältnis der Drahtstärke zur Steigung zwischen 0,5 und 0,7 die Anzahl der Windungen pro Wellenlänge kleiner als 4 wird.

Für den Radius des Elektronenstrahls wurde in den vorliegenden Untersuchungen bei 5 mA Strahlstrom der Wert 0,7 mm eingesetzt. Es ist bei diesem Wert jedoch zu bedenken, daß der Strahl bei den vorliegenden Röhren infolge einer noch merklichen Radialkomponente der Geschwindigkeit Knoten und Bäuche bildete. An den Versuchsröhren konnten die Knoten optisch bei Anwesenheit von Gasresten vor dem „Hartwerden" beobachtet werden. Der Knotendurchmesser stimmte ungefähr mit dem kleinsten Strahldurchmesser überein, der sich auf Grund der Abstoßungskräfte zwischen den Elektronen ergab. Der Durchmesser der Bäuche ließ sich angenähert mit Hilfe einer elektronenoptischen

Methode bestimmen. Zu diesem Zweck wurde mit einer relativ weiten, kurzen Spule, die sich bei der halben Wendellänge befand, ein Zusatzfeld erzeugt, dessen Richtung in der Achse der Wendel dem Hauptfeld entgegengerichtet war. Die magnetischen Kraftlinien erfahren dadurch bei der halben Wendellänge eine leicht berechenbare maximale Ausbauchung, die ganz allmählich eintritt. Der Elektronenstrahl wird dadurch an dieser Stelle in berechenbarer Weise erweitert, so daß sich aus dem Wendelstrom in Abhängigkeit von der Stärke des Zusatzfeldes der Radius eines Bauches ergibt. Für ein homogenes Längsfeld von 300 bis 350 Gauß wurden Bauchdurchmesser in der Größenordnung von 70% der lichten Weite der Wendel gefunden. An einer Spezialröhre zur Messung des Strahlradius, die zwischen Wendelende und Auffänger zwei Drahtsonden in 4 mm Abstand besaß, konnten die so für Knoten und Bäuche beobachteten Werte bestätigt werden. Die Festlegung eines effektiven mittleren Strahlradius ist bei den vorliegenden großen Unterschieden zwischen Knoten und Bäuchen mit einer beträchtlichen Unsicherheit behaftet. Diese Unsicherheit wird allerdings dadurch etwas verkleinert, daß die Stromdichten in den Außenteilen der Bäuche wesentlich kleiner sind als in der Achse. Für die Berechnung des Kopplungswellenwiderstandes wird die Genauigkeit der Angabe des Strahlradius dadurch noch genügend genau, denn bei einem Strahlradius in der Größenordnung von 20% des mittleren Wendelradius ist die Korrektur, die den endlichen Strahlradius berücksichtigt, nur sehr gering. Erst bei den im Abschnitt 7 mitgeteilten Abhängigkeiten von einstellbaren Röhrenwerten könnten Abweichungen des Strahlradius von mehr als 20% die gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und berechneten Werten merklich beeinflussen.

Die Berechnung des Korrektionsfaktors für den Kopplungswellenwiderstand geht von dem Feldverlauf in radialer Richtung aus und ist damit durch

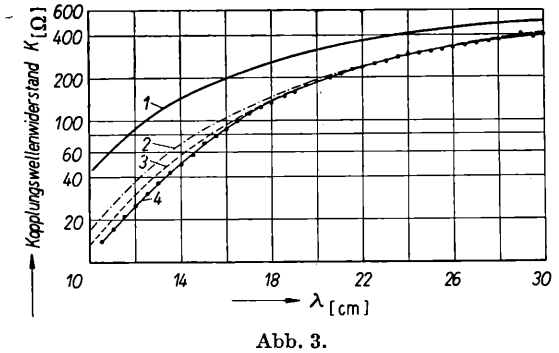


Abb. 3.

Wellenlängenabhängigkeit des Kopplungswellenwiderstandes;
Kurve 1: Berechnete Werte für die freitragend gedachte Wendel der Versuchsröhre Nr. 297,
Kurve 2: Berechnete Werte unter Berücksichtigung der durch Abb. 1 beschriebenen Dielektrikumswirkung,
Kurve 3: Berechnet wie Kurve 2, jedoch unter Zugrundelegung eines 8 % größeren Wendelradius,
Kurve 4: An der Versuchsröhre Nr. 297 gemessene Werte.

die gemessene Ausbreitungsspannung V_d gegeben. Der Korrektionsfaktor ist daher durch sinngemäßes Einsetzen von V_d in die Ergebnisse der Arbeit von FLETCHER zu gewinnen [3]. In der Abb. 3 stellt die Kurve 2 den bei Berücksichtigung aller bisher bekannten Korrekturen theoretisch zu erwartenden Verlauf des Kopplungswellenwiderstandes dar.

Die Kurve 3 in Abb. 3 gilt für die Berechnung von K_d bei Zugrundelegung eines Radius, der 8% größer als der mittlere Wendelradius ist.

4. Die Methode zur Messung des Kopplungswellenwiderstandes bei gleichzeitiger Ermittlung der Ausbreitungsspannung

Die experimentelle Bestimmung von K_d ist grundsätzlich durch eine Verstärkungsmessung möglich. Eine solche Methode ist aber relativ umständlich. Sie erfordert eine von Rück- und Gegenkopplungen freie Verstärkungsbestimmung und hat daher die nahezu reflexionsfreie Ankopplung am Eingang und Ausgang des Wellenleiters zur Voraussetzung. Bei den vorliegenden Versuchen sollte die Wellenlänge im Verhältnis 1 : 2,4 variiert werden; genügend reflexionsfreie Ankopplungen sind für den vorliegenden Zweck über einen so großen Bereich aber nicht herstellbar. Von diesen Schwierigkeiten ist man frei, wenn man statt einer Verstärkungsmessung die Stromstärke J_m und die Spannung V_m für das Eintreten des ersten Dämpfungsmaximums bestimmt [4]. Aus der Bedingung

$$(CN)_m = 0{,}318 \tag{9}$$

für das Auftreten des Maximums folgt mit Hilfe von Gl. (2) und (4):

$$K_d = 4\left(\frac{\sqrt{2e/m}}{c}\right)^3 \cdot \left[\frac{(CN)_m \cdot \lambda}{l}\right]^3 \cdot \frac{V_m^{5/3}}{J_m}. \tag{10}$$

Aus den gemessenen Werten für V_m wurde im vorliegenden Fall der Einfachheit halber auch V_d ermittelt. Es sind dies die in Abb. 1 eingetragenen Meßwerte. Denn da für das Auftreten des Dämpfungsmaximums wegen der notwendigen Phasenverschiebung um 180° als zweite Bedingung gilt

$$b_m = -1{,}52, \tag{11}$$

folgt mit Hilfe von Gl. (2), (3) und (5):

$$V_d = V_m\left[1 - \frac{2\sqrt{2e/m}}{c}(b \cdot CN)_m \cdot \frac{\lambda}{l} \cdot \sqrt{V_m}\right]. \tag{12}$$

Die Gl. (9) und (11) gelten streng nur für den Fall, daß die Wendeldämpfung, der Einfluß der Raumladung und die Wirkung der transversalen Feldkomponente gleich Null sind. Der Einfluß der transversalen Komponente des elektrischen Feldes läßt sich durch ein hinreichend großes magnetisches Längsfeld, das ja ohnehin zur Strahlfokussierung nötig ist, ausschalten; die beiden anderen Faktoren lassen sich durch aus der Theorie ableitbare Korrekturen berücksichtigen, wie im Abschnitt 5 gezeigt wird.

Wenn auf die Messung von K_d verzichtet wird, wird man V_d im allgemeinen direkt aus Ausbreitungsmessungen ohne Elektronenstrahl bestimmen. Derartige Kontrollmessungen wurden im vorliegenden Fall für einzelne Punkte der gemessenen Kurve der Abb. 1 durchgeführt; sie zeigten, daß die hier durchgeführte elektronische V_d-Messung innerhalb der Fehlergrenzen mit der direkten Messung übereinstimmt.

Gegenüber der früher von den Verf. benutzten elektronischen V_d-Messung mit Hilfe der Einsatzspannung der einzelnen Schwingbereiche der in Selbsterregung betriebenen Röhre [5] hat die hier beschriebene Methode den Vorteil der größeren Einfachheit und auch der größeren Genauigkeit, sofern man bei der Schwingeinsatzmethode nicht umfangreiche Korrekturen, die die Größe des Reflexionsfaktors an den Wendelenden berücksichtigen, anbringt.

5. Korrektur zur Berücksichtigung der natürlichen Wendeldämpfung, der Raumladungskräfte und des Wendelstromes

Praktisch besitzen die durch Glasröhren gestützten Wendeln nach Abb. 2 in dem hier untersuchten Wellenlängenbereich von 10 ... 24 cm natürliche Dämpfungen, die bei den Messungen nicht mehr vernachlässigt werden können. Bei den vorliegenden Wendellängen von 26 cm wurde diese Dämpfung zu 1 db bei 24 cm, 2 db bei 15 cm und 3 db bei 10 cm Wellenlänge bestimmt. Von Röhre zu Röhre traten dabei noch Schwankungen auf, da die Oberflächen der Kupferwendeln nicht immer gleich sauber ausfielen und da bei den Glasröhren kleine Schwankungen in bezug auf den Durchmesser und die Wandstärke unvermeidlich waren.

Die Berücksichtigung der natürlichen Dämpfung bei der Berechnung des Dämpfungsmaximums kann mit Hilfe der vorhandenen Theorie geschehen. Bei rein anschaulicher Darstellung gelangt man dabei zu einem Bild, das die Ermittlung einer Korrekturgröße allgemeiner Bedeutung ermöglicht und ihre quantitative Prüfung durch wenige Messungen erlaubt. Wie in Abschnitt 4 gezeigt wurde, entsteht das Dämpfungsmaximum dadurch, daß am Wendelausgang von den drei Komponenten die Wellen V_1 und V_3 entgegengesetzt gleich sind, während die dritte vernachlässigbar klein ist. Wegen $|V_1| = |V_3|$ ist

$$A_1 + B_1 (CN)_m = A_3 + B_3 (CN)_m \qquad (13)$$

und damit

$$(CN)_m = \frac{A_3 - A_1}{B_1 - B_3}. \qquad (14)$$

In Gl. (13) und (14) haben A und B die gleiche Bedeutung wie in Gl. (1). Die Indizes beziehen sich jeweils auf die Wellen, für welche A und B zu bestimmen sind. Wenn die natürliche Dämpfung der Wendel D und der Wert von b_m bekannt sind, läßt sich aus Gl. (14) an Hand der Theorie $(CN)_m$ berechnen. Für die Dämpfung Null und Raumladung Null ist der Wert von b_m durch Gl. (11) gegeben.

Diesen Wert von b_m kann man bereits einer ersten Abschätzung der Korrektur von $(CN)_m$ gemäß Gl. (14) zugrunde legen, wenn Dämpfung und Raumladung nur wenig von Null verschieden sind. Für eine exakte Ermittlung der Korrektur muß jedoch noch die Phasenbedingung der Auslöschung herangezogen werden, die eine zweite, gleichzeitig mit Gl. (14) zu erfüllende Beziehung zwischen CN und b herstellt. Man erhält hierfür

$$CN = \frac{180^0 + (\varphi_1 - \varphi_3)}{\varphi'_1}, \qquad (15)$$

wo φ_1 und φ_3 die Anfangsphasen von V_1 und V_3 bedeuten, während φ'_1 ein Maß für den Phasengeschwindigkeitsunterschied zwischen der ersten und dritten Teilwelle ist und angibt, wie schnell die Phasendifferenz zwischen V_1 und V_3 mit zunehmendem CN wächst.

Die Winkel φ_1, φ_3 und φ'_1 lassen sich für vorgegebene Werte der Dämpfung D oder des Raumladungsparameters QC als Funktion von b aus der Theorie berechnen, ebenso die Werte von A_1, A_2, B_1 und B_3 in Gl. (14). QC dient dabei als allgemeiner Parameter für die Raumladungskräfte, wie im Abschnitt 7 näher gezeigt werden wird.

Damit lassen sich aus Gl. (14) und (15) die in Abb. 4 dargestellten Kurven berechnen; die Schnittpunkte der einander entsprechenden Kurven bestimmen das jeweils gesuchte Wertepaar $(CN)_m$ und b_m.

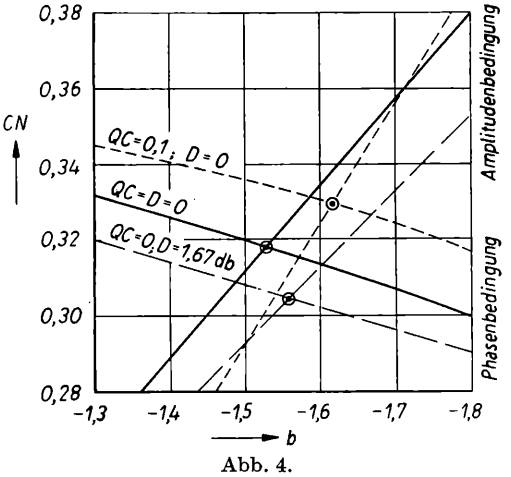


Abb. 4.

Näherungsweise Bestimmung von $(CN)_m$ und b_m für das Eintreten des elektronischen Dämpfungsmaximums im Bereich kleiner Wendeldämpfungen und geringer Raumladungskräfte zwischen den Elektronen.

Durch Auswertung der Abb. 4 läßt sich nun leicht eine für kleine Dämpfungen D und für kleine QC mit guter Genauigkeit gültige Korrekturformel für $(CN)_m$ und b_m bzw. für J_m und V_m ableiten, die unabhängig von der Art des Wellenleiters ist. Für die Korrektur der in die Gl. (10) und (12) einzusetzenden Stromstärke J_m erhält man so:

$$J_m = J_{mm}(1 + 0{,}08\, D) \qquad D \text{ in db} \qquad (16)$$

und

$$J_m = J_{mm}(1 - QC). \qquad (17)$$

Darin bedeutet J_{mm} die tatsächlich gemessene Stromstärke.

Ein zur Prüfung der Gl. (16) durchgeführter Kontrollversuch an den für diese Arbeit benutzten Versuchsröhren ergab mit einer durch Graphitbelegung des Glases bis auf 8 db erhöhten Dämpfung bei $\lambda = 15$ cm innerhalb der Meßunsicherheiten volle Übereinstimmung zwischen den gemessenen und den berechneten Werten. Auf eine gesonderte Kontrolle der Gl. (17) wurde verzichtet, da hierbei der experimentelle Aufwand wesentlich größer gewesen wäre. Während die Dämpfung eine Erniedrigung der gemessenen Stromstärke für das Eintreten des Dämpfungsmaximums ergibt, bewirken die Raumladungskräfte eine Erhöhung, was beides leicht mit Hilfe der Vorstellung einzusehen ist, daß der Elektronenstrahl insgesamt eine zweite Welle erzeugt, die im Dämpfungsmaximum die auf dem Wellenleiter ohne Elektronenstrahl laufende Welle am Ausgang gerade auslöscht.

Wenn sowohl eine Dämpfung als auch ein Einfluß der Raumladungskräfte vorhanden ist, sind die Korrekturen nach den Gl. (16) und (17) nacheinander auszuführen.

Eine weitere Korrektur für J_m ist infolge des Wendelstromes J_w erforderlich. Es gelang bei den Messungen durch Anwendung des erwähnten hohen magnetischen Längsfeldes, den Wendelstrom auf stets kleiner als $J_m/10$ zu halten. Da keinerlei Anhaltspunkte dafür zu finden waren, ob der Wendelstrom zum größeren Teil in der ersten oder in der zweiten Hälfte der Wendel entsteht, wurde der gemessene J_m-Wert stets um $J_w/2$ erhöht. Es wird zugegeben, daß eine solche Korrektur nur eine geringe Begründung besitzt; sie erschien uns jedoch berechtigter, als den Einfluß des Wendelstromes auf J_m völlig zu vernachlässigen.

6. Der Vergleich zwischen gemessenen und berechneten Werten des Kopplungswellenwiderstandes

Die Kurve 4 in der Abb. 3 stellt die mit Hilfe von Gl. (10) unter Berücksichtigung der Korrekturen nach Gl. (16) und (17) ermittelten gemessenen Kopplungswellenwiderstände dar. Die Übereinstimmung mit den berechneten Werten der Kurve 3 ist über den ganzen Wellenlängenbereich befriedigend. Für die aktive Wendellänge l wurde der Wert 250 mm verwendet, der unter der Annahme gewählt wurde, daß das Feld bei der Ein- und Auskopplung erst in der Entfernung $2a$ von der äußeren Kante der für die Ankopplung verwendeten metallischen Leiter genügend ungestört ist, so daß erst ab hier die aktive Wendellänge zu rechnen ist. Solange keine genaueren Feldberechnungen vorliegen, kann man vermuten, daß l dadurch auf höchstens $\pm 2{,}5\%$ bestimmt ist. Dies entspricht in der Abb. 3 einer vertikalen Verschiebnng der Kurve 4 um $\pm 8\%$.

7. Die Abhängigkeit der Verstärkungseigenschaften von einstellbaren Röhrenwerten

Für die Untersuchung der Strom- und Spannungsabhängigkeit der Verstärkung soll auf Grund der vorausgehenden Ausführungen nur die Ausbreitungsspannung und der Radius der idealisierten Wendel als vorgegeben angesehen werden. Die gemessenen Verstärkungswerte werden dann mit Hilfe von Gl. (1) ausgewertet, wobei jetzt zusätzlich zu berücksichtigen ist, daß A und B außer von b noch von QC abhängen, wobei QC einen allgemeinen Parameter zur Beschreibung der Raumladungskräfte zwischen den Elektronen darstellt. QC hat eine anschaulich leicht vorstellbare Bedeutung. Es ist ein Maß für das Verhältnis der durch die Wechselstromkomponente $i_\sim$ des Strahles verursachten Spannung[2] V_i zu der durch die Wendel hervorgerufenen Spannung[2] $V_\sim$ gemäß der einfachen Gleichung

$$V_i/V_\sim = 4 \cdot QC. \tag{17}$$

In Gl. (17) hat C dieselbe Bedeutung wie in Gl.(4) und beschreibt im wesentlichen die Stromabhängigkeit des Raumladungseinflusses. Der Faktor Q allein hat ebenfalls eine leicht vorstellbare Bedeutung: aus $i_\sim$ und V_i läßt sich eine Strahlimpedanz $K_i = V_i/i_\sim$ definieren, und der Parameter Q ist dann

$$Q = K_i/K_d. \tag{18}$$

Sein Wert ist aus den Kurven von FLETCHER [3] für Wendeln ohne Dielektrikum unmittelbar zu entnehmen. Die Berücksichtigung des Dielektrikumeinflusses auf Q ergibt sich aus der Annahme, daß K_i konstant bliebe, wenn das Dielektrikum nur eine Änderung des Kopplungswellenwiderstandes ohne Änderung der Phasenkonstante bewirkte. Wir können daher mit $\overline{\beta_v} = \beta_d$ aus den Kurven von FLETCHER ein Wertepaar $\overline{Q}$ und $\overline{K}_y$ bestimmen, aus dem Q mit Hilfe der Gleichung

$$Q = \overline{Q} \cdot \overline{K}_v/K_d \tag{19}$$

folgt.

Für die vorliegende Versuchsröhre erhält man so einen Wert von $Q = 4{,}4$, wenn man annimmt, daß a durch die Anwesenheit des Glasrohres im Außenraum der Wendel um 8% größer als der mittlere Wendelradius zu wählen ist. Für C ist der unter Berücksichtigung aller Korrekturen ermittelte Wert einzusetzen.

a) Die Abhängigkeit von der Spannung

Die Spannungsabhängigkeit wurde bei 4 mA Stromstärke untersucht. Bei dieser Stromstärke war einerseits die Gesamtverstärkung mit rund 15 db noch so groß, daß nur die sich verstärkende Welle zu berücksichtigen war; andererseits blieb QC mit 0,16 noch so klein, daß der Einfluß von QC auf die Ausbreitung nicht vorherrschend ist gegenüber der hier zur Prüfung vorliegenden Spannungsabhängigkeit. Die bei 15 cm gemessene natürliche Dämpfung wurde für die Verstärkung dadurch berücksichtigt, daß auf die ohne Dämpfung unter den

[2] Unter „Spannung" ist hier das Wegintegral der axialen Feldstärke über $^1/_2$ axiale Wellenlänge zu verstehen.

gleichen Bedingungen vorhandene Verstärkung gemäß der Beziehung geschlossen wurde, daß eine kleine verteilte Dämpfung die Gesamtverstärkung um etwa $^1/_2$ ihres Wertes herabsetzt, wenn die sich verstärkende Welle vorherrscht und $QC = 0$ ist. Für $QC = 0{,}16$ wurde für die b-Werte der Meßpunkte gemäß den Relationen bei PIERCE [1] A bestimmt (s. Abb. 5) und dann mit Hilfe der gemessenen Verstärkungswerte und dem aus V_d bestimmten Wert

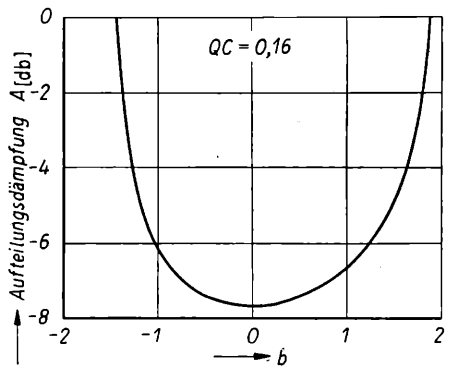


Abb. 5.

Die Aufteilungsdämpfung A der sich verstärkenden Teilwelle in Abhängigkeit von der durch eine allgemeine Koordinate beschriebenen Spannung für $QC = 0{,}16$.

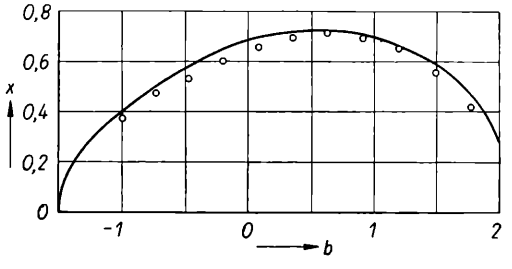


Abb. 6.

Spannungsabhängigkeit der Verstärkungszahl x der sich verstärkenden Teilwelle in allgemeinen Koordinaten, berechnet nach PIERCE für $QC = 0{,}16$.
o Meßwerte für die Versuchsröhre Nr. 286, unter Berücksichtigung der in Abb. 5 dargestellten Aufteilungsdämpfung; $\lambda = 15$ cm, $V_d = 2840$ V, $K_d = 120\ \Omega$.

von CN der Wert B. In der Abb. 6 ist der so aus den Messungen ermittelte Wert $B/2\pi$ für die sich verstärkende Welle dargestellt. $B/2\pi$ ist identisch mit der von PIERCE häufig benutzten Verstärkungszahl x. Die Röhre unterschied sich von der bei den vorhergehenden Messungen benutzten nur durch geringfügige Abweichungen der Daten des Wellenleiters, die in etwas veränderten Werten von J_m und V_m zum Ausdruck kommen. Die ausgezogene Kurve in Abb. 6 gibt die nach der Theorie von PIERCE berechneten Werte für $QC = 0{,}16$ wieder. Man sieht, daß in dem relativ großen b-Bereich die Meßwerte mit der berechneten Kurve sehr gut übereinstimmen. Die wichtigsten bei der Auswertung benutzten Parameter sind in die Abb. 6 mit eingetragen.

b) Die Abhängigkeit von der Stromstärke

Für die Messung der Stromabhängigkeit der Verstärkung wurde dieselbe Röhre verwendet. Die Messungen wurden für $b = 0$ durchgeführt. Dadurch wurde bei hohen Stromstärken auf die Einstellung der jeweils maximalen Verstärkung verzichtet. Für $b = 0$ wurden A und B als Funktion von QC berechnet, da diese Werte in der Literatur nur z. T. unmittelbar vorhanden sind. Sie sind in der Abb. 7 dargestellt. Unter den sonst wie im vorigen Abschnitt behandelten Gesichtspunkten wurden dann der theoretische und der gemessene Wert der Gesamtverstärkung, bei entsprechender Korrektur infolge der natürlichen Dämpfung, in der Abb. 8 auf-

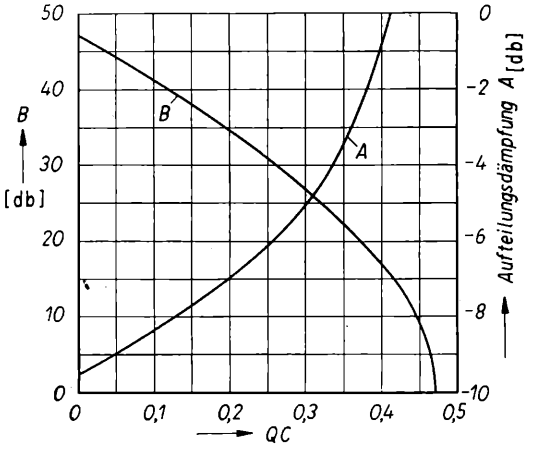


Abb. 7.

Die Aufteilungsdämpfung A und der Verstärkungsparameter B der sich verstärkenden Teilwelle in Abhängigkeit von der als allgemeine Koordinate CN dargestellten Stromstärke, $b = 0$.

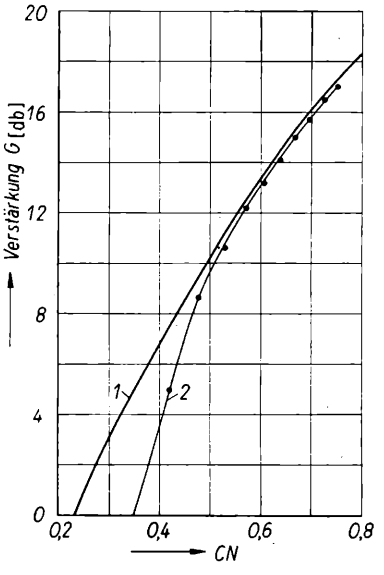


Abb. 8.

Die Stromstärkenabhängigkeit der Verstärkung in allgemeiner Darstellung;
Kurve 1: Berechnete Werte für $Q = 4{,}4$,
Kurve 2: An der Versuchsröhre Nr. 286 gemessene Werte.

getragen. Auch hier ist die Übereinstimmung zwischen dem berechneten Kurvenverlauf und dem gemessenen sehr befriedigend. Für die systematische Abweichung gilt das gleiche wie bei den Messungen des vorigen Abschnitts. Bei Stromstärken über 14 mA bzw. $CN > 0{,}75$ trat Selbsterregung der Röhre bei einer kurzen Wellenlänge ein. Daraus kann aber nicht auf eine merkliche Beeinflussung der mitgeteilten Meßergebnisse durch Rückkopplung geschlossen werden, da die Anpassung an beiden Enden bei der untersuchten Wellenlänge so gut war, daß die relative Knotenhöhe mehr als 0,8 betrug. Für die höchste gemessene Stromstärke folgt daraus eine maximal mögliche Schwankung der Verstärkung infolge von positiver oder negativer Rückkopplung um ± 1 db und bleibt daher kleiner als die übrigen Unsicherheiten bei den mitgeteilten Verstärkungsmessungen.

Schrifttum

[1] PIERCE, J. R., Traveling-Wave Tubes. Van Nostrand Co., New York 1950.

[2] CUTLER, C. C., The calculation of traveling-wave tube gain. Proc. Inst. Radio Eng. 39 [1951], 914—917.

[3] FLETCHER, R. C., Helix parameters in traveling-wave tube theory. Proc. Inst. Radio Eng. 38 [1950], 413—417.

[4] SCHNITGER, H., Über die Herstellung richtungsabhängiger Dämpfungen mit Wanderfeldröhren. FTZ 4 [1951], 301—305.

[5] SCHNITGER, H. und WEBER, D., Untersuchungen über selbsterregte Schwingungen in der Wanderfeldröhre. Frequenz 3 [1949], 189—195.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 6, JUNI 1952 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Neue Prüfeinrichtungen für Fernämter 36

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **A. Mattern**, München

Mit 4 Abbildungen

DK 621.395.722

Seit Kriegsende sind zahlreiche Fernämter der Bauart F 36 wieder aufgebaut worden. Eine Prüfeinrichtung wurde entwickelt, die sämtliche in diesen Fernämtern erforderlichen Prüfungen, Überwachungs- und Störungsmessungen in einfachster Weise auszuführen gestattet.

1. Die technischen Voraussetzungen

Die Fernamtstechnik 36 [1] entstand mit der Einführung der Endverstärker, welche die übertragungstechnischen Verhältnisse im Fernleitungsnetz wesentlich verbesserten und den Vermittlungsdienst ganz bedeutend vereinfachten. In einheitlicher Bedienungsweise können seitdem verstärkte und unverstärkte Leitungen beliebig miteinander verbunden werden, und zwar an für alle Platzgattungen gleich geschalteten Fernplätzen. Die Fernschränke 36 zeigen gegenüber den Fernschränken 27 vornehmlich folgende Unterschiede.

In der c-Ader des dreiadrigen Verbindungssystems werden Stromstufen verwendet und damit außer der Belegung auch die Schaltaufgaben der Pegelregelung in allen Verbindungsfällen erfüllt. Für den Ruf werden in den Amtsschaltungen bis zu den Rufübertragungen und -umsetzern der Leitungen nur Gleichstromkennzeichen gegeben. Neben den schaltbaren Verlängerungsleitungen für die Pegelhaltung sind noch Abschluß- und gegebenenfalls auch Anpassungsnetzwerke vorgesehen, die in jedem Zustand eines Verbindungsaufbaus mit verstärkten Leitungen die nötige Stabilität der Übertragungskreise sichern. Ein solches Fernamt braucht zur laufenden, betriebsmäßigen Kontrolle seiner Einrichtungen und zur Störungseingrenzung eine Prüfanlage, die seiner besonderen Technik angepaßt ist, und die im eigenen Bereich und in Zusammenarbeit mit dem Gegenamt alle notwendigen Feststellungen erlaubt.

Als Prüfplätze in Fernämtern älterer Bauart sind Klinkenumschalter [2] eingerichtet, die auch zu zeitweiligen Umschaltungen zwischen Leitungen und Fernplätzen und zur Herstellung vorübergehender Sonderschaltungen herangezogen werden. In dem Schaltfeld des im Zuge der Leitungsführung vor den Relaissätzen eingefügten Klinkenumschalters besitzt jede Fernleitung neben einer Mithörklinke noch Doppeltrennklinken, an denen sowohl die von der weitergehenden Innenführung abgetrennte Leitung als auch die amtsseitige, vermittlungstechnische Endschaltung zum Prüfen oder für eine von der Regelführung abweichende Zusammenschaltung gefaßt werden kann. Im Fernamt 36 sind die Fernleitungen weitgehend vielfachgeschaltet, so daß Umschaltungen zwischen Leitungen und Plätzen nicht mehr vorgenommen zu werden brauchen. Klinkenumschalter sind daher als Schaltstellen bedeutungslos geworden.

Die neu zu schaffende Prüfanlage für Fernämter 36 konnte mithin ausschließlich für die Zwecke des Prüfens und Messens entwickelt werden. Man verzichtete dabei darauf, eine Auftrennmöglichkeit der Leitungsführung für diejenigen Fälle zu schaffen, in denen sie für die Fehlereingrenzung etwa noch notwendig wird. Dadurch konnte die Schaltung wesentlich vereinfacht werden. Jede in die Führung endverstärkter Leitungen eingefügte Unterbrechungsklinke gefährdet die Einhaltung der für die Vermittlungstechnik 36 gesetzten übertragungstechnischen Bedingungen. Deshalb wurde eine Lösung bevorzugt, bei der alle Prüf- und Meßaufgaben an der Vielfachführung der Fernleitungen selbst ausgeführt werden können. Den Zugang dahin vermitteln besondere Zuschalteleitungen, weil der einheitliche Prüfschrank das Fernleitungsvielfach nicht mehr aufnehmen kann.

Die Betriebsforderungen für diese Anlage wurden größtenteils aus dem praktischen Meß-, Prüf- und Entstörungsdienst heraus gestellt und ihre Lösungen in engster Zusammenarbeit mit diesen Stellen ausgebildet.

2. Die Anordnung der Prüfanlage

Eine Prüfanlage für Fernämter 36 ist je nach der Größe des damit auszurüstenden Amtes verschieden aufgebaut. Kleine Ämter mit einem Umfang bis zu etwa 40 Fernplätzen im Endausbau erhalten ggf. lediglich einen Prüfschrank, dem die zu untersuchenden Fernleitungen über besondere Verbindungsleitungen von einem bestimmten Fernplatz aus zugeschaltet werden. Dafür benutzt man dann den Störungsmeldeplatz, der im allgemeinen der erste Platz des Vielfachfeldes ist. Auf diese Weise erreicht man möglichst kurze Zuschalteleitungen. Die Prüfverbindungsleitungen enden beiderseits auf Klinken; am Fernplatz werden sie mit losen Stöpselschnüren zu den Vielfachklinken der zu untersuchenden Fernleitungen hin verbunden. Um das Zuschalten der Leitungen zu erleichtern, wird in der Regel heute auch bei kleinen Ämtern neben dem Prüfschrank ein Vorprüfplatz im Verteilerraum vorgesehen (vgl. Abschn. 3).

In Fernämtern mit mehr als 40 Fernplätzen nimmt die Anlage umfangreichere Formen an. Die mit steigender Zahl der Fernleitungen anwachsenden Prüfarbeiten verlangen mehrere Arbeitsplätze. Für die Zuschaltung der Untersuchungsobjekte lassen sich jetzt vorhandene Betriebseinrichtungen nicht mehr mitbenutzen. Man ist gezwungen, den Prüfschränken Zuschalteschränke mit eigenem Vielfachfeld zuzuordnen und diese auch räumlich mit jenen zu vereinigen. Um durch die Fortsetzung des Fernleitungsvielfaches an den Zuschalteplätzen die Querkapazität des gesamten Amtsvielfaches so wenig wie möglich zu erhöhen, wird die Prüfanlage in einem dem Fernsaal benachbarten Raum oder nahe am Zwischenverteiler aufgestellt und von dort her verkabelt. Im allgemeinen wird es dann genügen, die Abschlußnetzwerke der neuen Einrichtungen den Werten der vorhandenen Fernplatznetzwerke anzugleichen; eine kostspielige Änderung dieser Glieder im gesamten Amt wird also vermieden.

3. Der Vorprüfplatz

Die Zuschalteschränke erhalten neben den Schaltmitteln für das Heranbringen der zu prüfenden Leitungen zusätzlich die Regelvermittlungsausrüstung des Fernschrankes 36, allerdings beschränkt auf zwei Schnurpaare. Dadurch ist es möglich, bereits an dieser Stelle einfache Leitungsprüfungen, insbesondere Ruf- und Sprechproben, vorzunehmen (Vorprüfung) und so die eigentlichen Prüfschränke zu entlasten.

Als Schrankgehäuse für den Vorprüfplatz dient der sogenannte Einheitsschrank 24. In seinem Aufsatz liegen, möglichst in der gleichen Anordnung wie an den Fernplätzen, die Schauzeichen und die Vielfachklinken der Fern- und Überweisungsleitungen, über die jede Leitung zur Prüfung oder Messung unter den gleichen übertragungs- und schaltungstechnischen Verhältnissen gefaßt werden kann wie am Fernplatz. Mehrplätzig gestellte Vielfachfelder eines Fernamtes werden auch an den Vorprüfplätzen in der gleichen Zahl von Paneelen angeordnet wie an den Betriebsplätzen.

Von der Gruppe der Vorprüfplätze führen 10 dreiadrige Verbindungsleitungen als Zuschaltewege zu jedem Prüfschrank. Sollen Leitungen geprüft, gemessen oder auf Anruf gelegt werden, wird man sie gewöhnlich über Zuschaltesysteme führen. Jeder Vorprüfplatz enthält sechs Zuschaltesysteme für Fernleitungen mit amtsseitiger Gleichstromsignalgabe (Abb. 1) und ein solches für Leitungen mit 25-Hz-Ruf.

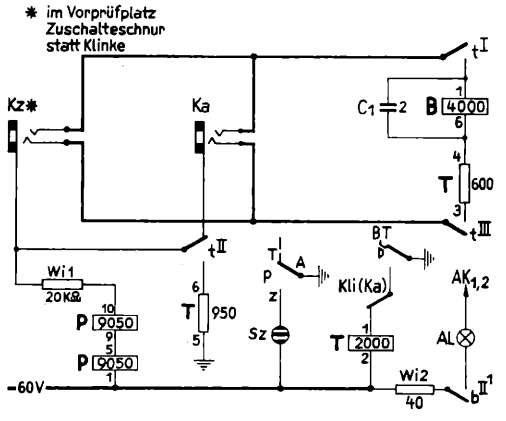


Abb. 1. Stromlaufbild des Zuschaltesystems für Fernleitungen

Die Regelsysteme besitzen eine Belegungstaste, eine Anruflampe, ein Besetztschauzeichen und eine Abfrageklinke. Der Eingang liegt an einer Stöpselschnur, mittels der eine beliebige Fernleitung auf das System geschaltet werden kann. Das Zuschaltesystem für Leitungen mit 25-Hz-Ruf ist mit einer Anruflampe, einer Abfrageklinke und einer Hilfsklinke zum Zuschalten einer solchen Leitung versehen. An den Vorprüfplätzen können die Leitungen bis zur Erlangung ihrer vollen Betriebsfähigkeit auf Anruf gelegt werden. Darüber hinaus kann ein Vorprüfplatz bis zu 10 Dienstleitungen oder örtliche Fernvermittlungsleitungen aufnehmen. In Fernämtern mit innerem Dienstleitungsverkehr über Dienstklinken oder über eine Dienstwählanlage werden auch die Vorprüfplätze in dieses Netz einbezogen. Neben den beiden Betriebsschnurpaaren sind noch sechs Stöpselschnüre mit abgehenden dreiadrigen Meßleitungen zur Wechselstrommeßstelle angeordnet, um dieser in einfacher Weise Fernleitungen zuschalten zu können.

Das Spiegelbrett des Schrankes, seine Tischplatte und die Platzschaltung entsprechen der Einrichtung eines Fernplatzes 36 mit zwei Schnurpaarsätzen zusätzlich einer Leerlaufprüftaste; gegebenenfalls ist auch ein Empfänger der Zettelrohrpost eingebaut. Später wird noch gezeigt werden, in welcher Weise die Vorprüfplätze nötigenfalls auch zu Meßaufgaben herangezogen werden können.

4. Der Prüfschrank F 36 und seine Aufgaben

Der Prüfschrank eignet sich zur Feststellung von Übertragungsfehlern, zur Eingrenzung von Rufstörungen, ferner für Gleichstrommessungen an Leitungen und zur Kontrolle der Kennzeichnungsströme für die Schaltung der Verlängerungsleitungen. Bei der Entwicklung ist darauf geachtet worden, daß alle Prüf- und Meßaufgaben einfach und rasch durchgeführt werden können.

Zur übertragungstechnischen Prüfung von Fernleitungen und Amtseinrichtungen ist ein Normalpegelsender sowie ein Pegelmesser vorgesehen. Damit sollen bei regelmäßigen Restdämpfungsmessungen die aufkommenden und im einzelnen Störungsfall bereits bestehenden Fehler eindeutig erkannt werden. Durch eine Leerlaufpfeifprobe kann die Pfeiffreiheit der verstärkten Fernleitungen überprüft werden. Mit Hilfe der Wechselstrommeßeinrichtung lassen sich, unmittelbar an der zugeschalteten Fernleitung oder über besondere Meßleitungen, Unterbrechungen und Nebenschlüsse, z. B. in den Schnurpaaren der Fernplätze, mangelhafte Kontakte, kalte Lötstellen und andere Übertragungsfehler auffinden; ebenso können mit 800 Hz die Durchgangs-, Betriebs- und Rückhördämpfungen der Fernschrankeinrichtung, die Fehlerdämpfungen der Leitungsgabelschaltung und die Scheinwiderstände, letztere nach dem Verfahren der Belastungsprobe, gemessen werden. Es ist also leicht zu ermitteln, ob beispielsweise die Leitungsabschlüsse und Netzwerke in den Anrufsätzen und Fernplätzen wirksam sind, oder ob die Fernleitungsübertrager richtig eingeschaltet wurden.

Zum Eingrenzen von Rufstörungen auf Leitungen mit Tonfrequenzrufumsetzern kann ein auf 1,5 s Mindestdauer bemessener Ruf gegeben werden. Der Prüfschrankbeamte ist dadurch in der Lage, rasch zu unterscheiden, ob bei der als gestört gemeldeten Leitung ein Fehler der Platzbedienung oder im Tonfrequenzrufumsetzer vorliegt. Zur Untersuchung von Rufstörungen kann auch Dauerruf in Richtung zum Gegenamt oder zum eigenen Fernplatz gesandt werden.

Zur Überprüfung der Leitungen und der Amtsverdrahtung mit Gleichstrom dient ein Leitungsprüfer, mit dem Unterbrechungen, Neben- und Kurzschlüsse, Widerstände, Isolationsfehler und Fremdspannungen festgestellt werden können. Mit einem fest eingebauten Milliamperemeter kann der Strom in der c-Ader gemessen und dadurch die Wirksamkeit und Sicherheit der Schaltkennzeichnung bei den verschiedenen Leitungsgruppen geprüft werden.

5. Aufbau und Ausstattung des Prüfschrankes

Alle Bauteile sind in den Einheitsschrank 24 eingebaut (Abb. 2). Im oberen Teil des Schrankaufbaues befinden sich die Meßgeräte, die in Baukastenform

nebeneinander angeordnet sind (Abb. 3). Die Schaltung ist aus Abb. 4 zu ersehen.

Der Pegelmesser läßt bei einem Eingangsscheinwiderstand von etwa 10 kOhm für 200 bis 3000 Hz, bzw. von etwa 6 kOhm für 3000 bis 6000 Hz, Messungen des Spannungspegels im Bereich von + 1 N bis — 2 N und weiterhin bei einem Eingangsscheinwiderstand von 600 Ohm Restdämpfungsmessungen von + 1 N bis — 3 N zu. Der Platz kann also empfangsmäßig auch mit Wechselstrommeßstellen zusammenarbeiten.

Der Normalpegelsender mit der Frequenz 800 Hz und einem Innenwiderstand von 600 Ohm gibt den mit einer Taste wählbaren Leistungspegel 0 N oder + 1 N ab. Die Ausgangsspannung kann korrigiert und an dem eingebauten Pegelinstrument laufend überwacht werden. Der Sender besitzt noch einen zweiten 600-Ohm-Ausgang mit einem von der Tastenstellung unabhängigen Leistungspegel von 0 N, der auf eine Meßbuchse mit Parallelklinke geführt ist. Das netzgespeiste Gerät arbeitet mit einer C 3 e-Röhre in Rückkopplungsschaltung.

Der Leitungsprüfer mit eigenem Netzteil gestattet nach Wahl mit einem Schalter, Widerstandsmessungen mit einer Meßspannung von 4 V in drei Bereichen bis 5, 50 und 500 kOhm vorzunehmen. Er erlaubt ferner Isolationsmessungen mit der Meßspannung 200 V in den Bereichen bis 5 und 50 MOhm und endlich Gleichspannungsmessungen bis zu 75 V. Bei Spannungsmessungen ist das Instrument mit den entsprechenden Vor- und Nebenwiderständen unmittelbar an den Ausgang gelegt. Sehr rasch können Leitungen und Amtsverdrahtungen geprüft werden, wobei in den einzelnen Stellungen eines Drehschalters die Meßschaltungen für die Prüfung a-Ader gegen b-Ader (a/b), a/c, b/c, a/Erde, b/Erde und c/Erde und zudem eine eigene Eichschaltung hergestellt werden. Für eine Viereruntersuchung schaltet man die beiden Stämme über die Stöpsel 1 und 2 an und kann dann mit einem Wählschalter die Stämme einzeln prüfen. Die Adern des jeweils nicht zur Messung geschalteten Stammes werden dabei über je 8 kOhm geerdet; in

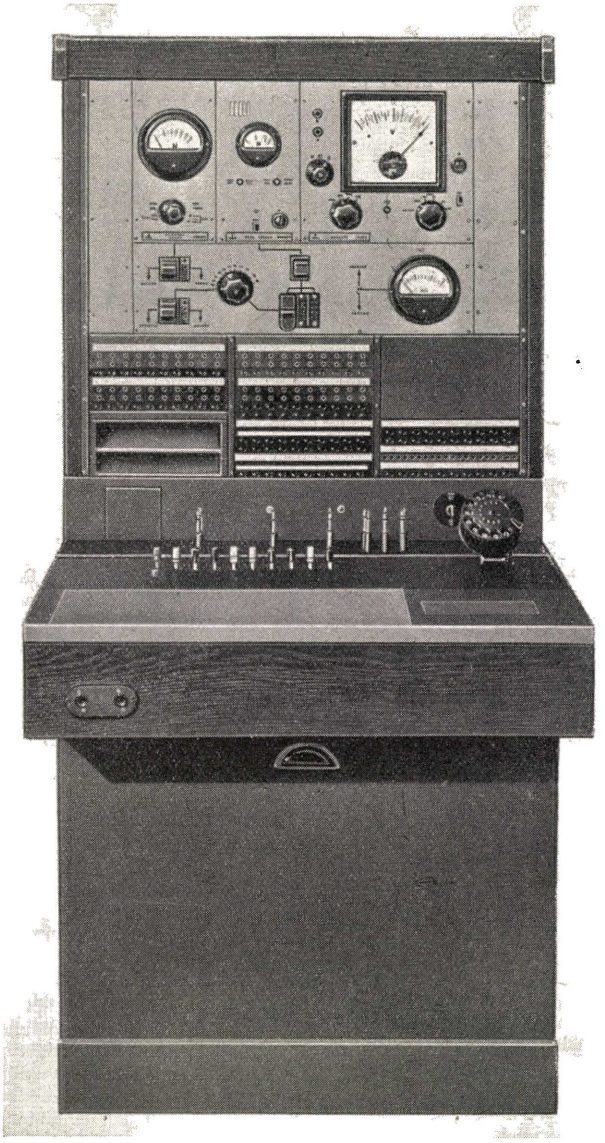


Abb. 2. Prüfschrank F 36 (Siemens & Halske)

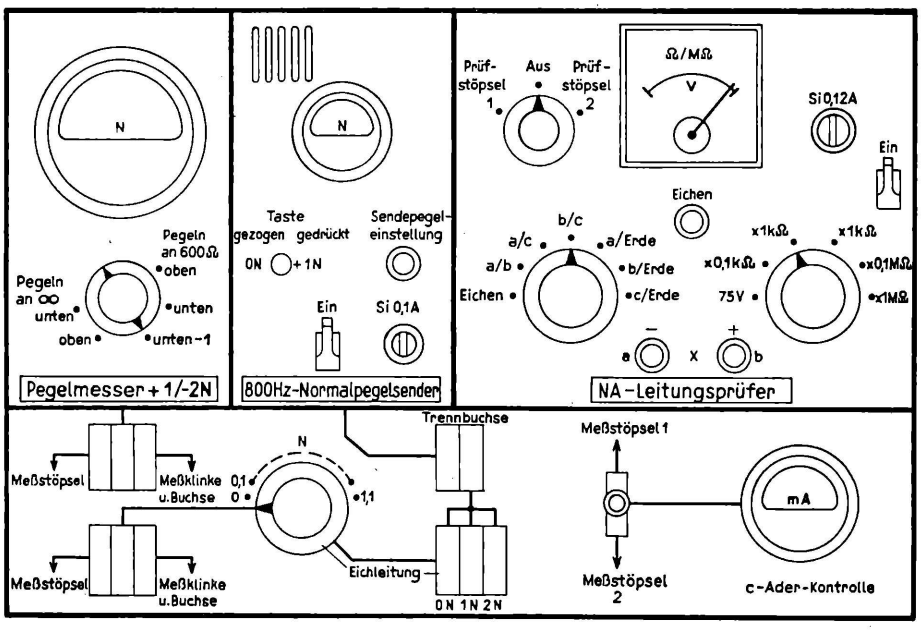


Abb. 3. Meßgeräte und Bedienungsfeld

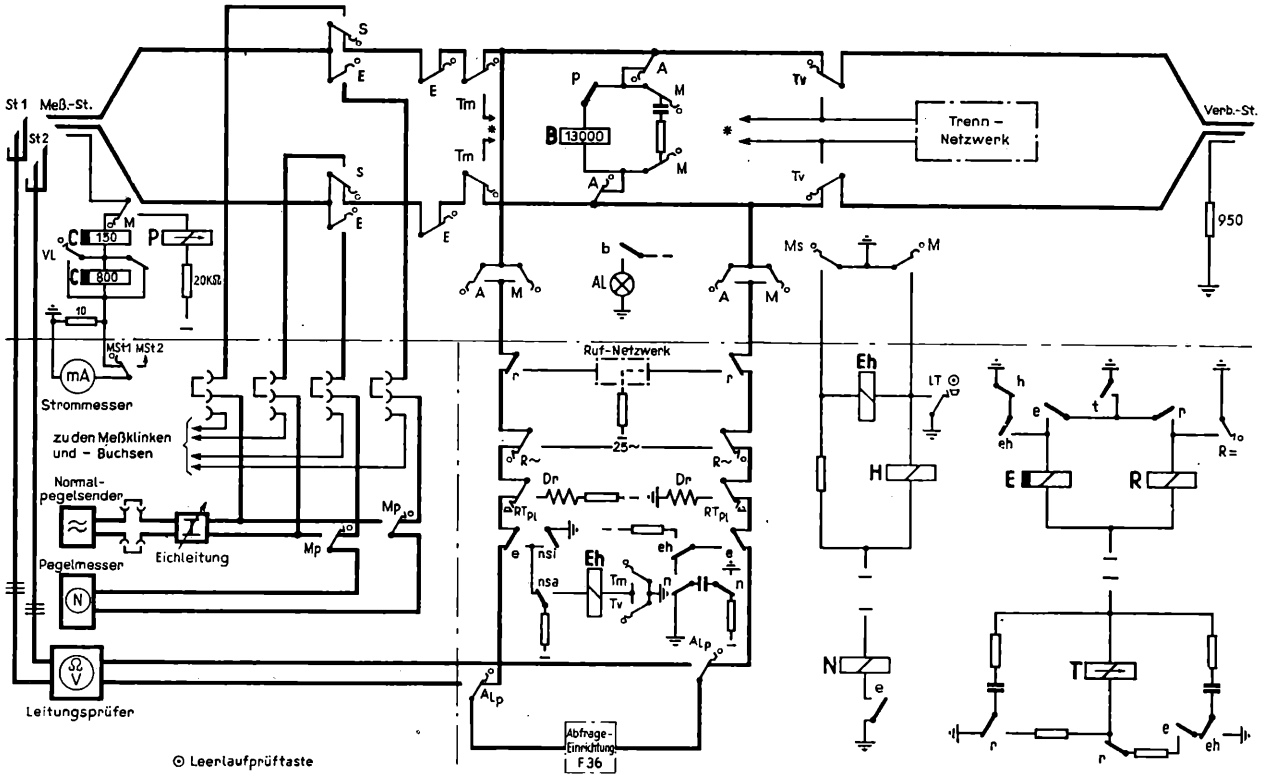


Abb. 4. Stromlaufbild des Prüfschranks F 36

Stellung „Aus" liegen beide Stämme an Erde. Außer mit den für zwei- oder dreiadrige Prüfungen vorgesehenen beiden Stöpseln kann man Prüfobjekte auch über einen von dem Wählschalter unabhängigen Eingang X an den Leitungsprüfer schalten.

Das unterhalb dieser Meßgeräte angeordnete Bedienungsfeld enthält eine Eichleitung mit Z = 600 Ohm, einstellbar von 0 N bis 3,1 N, und zwar in den Grobstufen mit Steckern, in den 0,1 N-Schritten mit einem 12stelligen Drehschalter. Hiermit kann in dieser Stufung jeder beliebige Sendepegel zwischen + 1 N und — 3,1 N abgegeben werden. Er läßt sich also so weit verringern, daß auch sonst schwer auffindbare Unterbrechungen und Kontaktmängel, die bei Normalspannung durch eine Frittwirkung leicht verdeckt werden, eingegrenzt werden können. Die Eichleitung ist mittels eines Trennsteckers vom Sender abzutrennen, wenn man sie frei gebrauchen oder andere Meßsender anschalten will. Mit anderen Steckern kann an einer Buchsenanordnung wahlweise der Pegelsender oder der Pegelmesser auf den Meßstöpsel oder die Meßklinke geschaltet werden. Das Milliamperemeter, das zur Feststellung des Stromes in der c-Ader dient, wird mit einem Kippschalter dem jeweils verwendeten Meßstöpsel zugeordnet.

Nach unten schließt über alle drei Paneele hinweg ein umfangreiches Buchsen- und Klinkenfeld an. Die Meß- und Prüfbuchsen in den vier zehnteiligen Buchsenstreifen des linken und mittleren Paneels sind mit Klinken parallel geschaltet und gestatten in dieser Anordnung, alle im praktischen Dienst benötigten Schaltungen schnell und in einfacher Weise auszuführen. So ist über besondere Buchsen-Klinkenpaare der Pegelmesser und über andere der Pegelsender zugänglich, von diesem auch noch der zweite 600-Ohm-Ausgang, der unabhängig vom Erstausgang einen Leistungspegel von 0 N abgibt. Von hier kann die Meßspannung einem anderen Prüfschrank bei Ausfall seines 800-Hz-Generators oder einem Fernschrank zugeführt werden, ohne die eigene Meßtätigkeit zu beeinträchtigen. Im Meßfeld liegen noch verschiedene Abschlußwiderstände, ein Wechselstromwecker und 25-Hz-Rufspannung. Außerdem sind Klinkenschaltungen zur Verfolgung von Rufstörungen vorbereitet. So können zur genauen Feststellung von Fehlern die für die einzelnen Abschnitte der Verbindungstechnik F 36 zwischen Fernplatz und Verstärkeramt möglichen Kennzeichen für abgehenden und ankommenden Ruf als Dauersignal gegeben werden. Zur Eingrenzung von Störungen bei Gleichstromruf zwischen Verstärkeramt und Fernamt muß die Signalader allerdings vor der Rufübertragung aufgetrennt und die gestörte Seite dem Prüfschrank besonders zugeschaltet werden.

Im linken Paneel über dem Bücherkasten ist mit drei Klinken eines 20teiligen Streifens eine Anordnung geschaffen, die, je nach der benutzten Prüfklinke, die a-, b- oder c-Ader erdet. Weitere vier Klinken sind so geschaltet, daß damit ein Strommesser entweder in die a- oder in die b-Ader eingeschleift werden kann. Rechts neben diesem Streifen liegen zehn Zuschaltesysteme für Fernleitungen, in deren Klinken die zu untersuchende Leitung und der Meßstöpsel gesteckt werden. Anruf und Besetztzustand sind am Zuschaltesystem wie am Fernplatz durch Lampe und Schauzeichen erkennbar. Nach unten hin schließt ein zehnteiliger Klinkenstreifen mit Anruflampen und Besetztschauzeichen an, der mit Übertragungen für örtliche Fernvermittlungsleitungen sowie mit Übertragungen für Dienstleitungsverkehr, z. B. zum Dienstleitungsumschalter, zum Verstärkeramt, zur Wechselstrommeßstelle, zur Störungsaufsicht usw., beschaltet

wird. Um auch vereinzelt vorhandene Leitungen mit 25-Hz-Ruf prüfen und auf Anruf legen zu können, sind drei besondere Zuschaltesysteme vorgesehen. Schließlich enthält das Klinkenfeld noch zwei zehnteilige Streifen. Vom oberen führen zehn dreiadrige Verbindungsleitungen zum Vorprüfschrank, über welche die Fernleitungen dem Prüfschrank zugeschaltet werden, wenn nicht unmittelbar dahin übergegriffen wird. Die zehn unteren Klinken enthalten lediglich das Belegungskennzeichen an der c-Ader. Durch sie können gestörte oder dem Betrieb noch nicht übergebene Leitungen vorübergehend besetzt gekennzeichnet und so der Benutzung am Fernplatz entzogen werden.

Im Spiegelfeld ist links der Platz für den Druckluftempfänger vorgesehen und in der Mitte eine Anruf- und eine Rufkontrollampe eingebaut. Für die beiden dreiadrigen Abfrage- und Meßschnurpaare sind im Stöpselbrett je ein Meßstöpsel und ein Verbindungsstöpsel hintereinander angeordnet (Schaltung in Abb. 4). Außerdem führt eine dreiadrige Doppelschnur zum Leitungsprüfer, über die auch ein Vierer angeschaltet werden kann. Schließlich sind zur Herstellung von Prüfschaltungen noch drei dreiadrige Verbindungsschnurpaare ohne jeden Apparatzusatz eingeführt. Sämtliche Schnüre sind mit einem verlängerten Schnurzug versehen, um ihnen eine große Reichweite zu geben.

Auf der Tischplatte sind wie am Fernplatz auf der linken Seite die gemeinsamen Schalter angeordnet, und zwar der Rufschlüssel für Gleich- und Wechselstromruf, eine Ruftaste zum Rufen nach dem Fernplatz hin und eine Leerlaufprüftaste. Mit dieser wird in Fernleitungen mit Verstärkern eine Leerlaufpfeifprobe vorgenommen, bei der die Abfrageeinrichtung mit einem Eingangswiderstand größer als 20 kOhm angelegt wird. An den Rufschalter schließen die Schalter der beiden Abfrage- und Meßschnurpaare an. Zu jedem davon gehören ein Schalter für Senden/Empfangen, ein solcher für hochohmiges Mithören/Abfragen, ein weiterer für hochohmiges Mitsprechen in der einen und in der anderen Stellung für willkürliche Steuerung der schaltbaren Verlängerungsleitung im Anrufsatz und schließlich ein Trennschalter zum Abtrennen der Meß- oder der Verbindungsseite. Jedes Schnurpaar besitzt eine Anruflampe. Den Abschluß der Schalterreihe bildet ein wiederum gemeinsamer Schalter, der in der ersten Stellung den Pegelmesser an den Ausgang der Eichleitung zum Mitpegeln der Sendespannung legt und in der zweiten Lage die Abfrageeinrichtung mit der an den Leitungsprüfer angeschalteten Leitung zum Sprechen verbindet. Ein Nummernschalter auf der rechten Platzseite, eine Doppelanschalteklinke für die Sprechgarnitur und der Gleichrichtergehörschutz im Schrank vervollständigen die Ausrüstung.

6. Vorprüfplätze mit Meßausrüstung

Bei der Planung von Prüfanlagen ergab sich, daß besonders in sehr großen Fernämtern eine verhältnismäßig hohe Zahl an Prüfschränken gebraucht wird, um den Arbeitsanfall zu bewältigen. Nicht zuletzt spielen für die Bemessung der Arbeitsplatzzahl die periodischen Leitungsmessungen mit 800 Hz eine Rolle, weil diese Prüfungen nur zu bestimmten Zeiten außerhalb des eigentlichen Verkehrsanfalls vorgenommen werden können. Um die Gesamtanlage nicht unnötig auszuweiten, kann man in solchen Fällen die Vorprüfplätze dadurch für Messungen herrichten, daß man in einem Paneel noch einen Pegelmesser und für die Belegungskontrolle der zu prüfenden Leitung ein c-Ader-Kontrollinstrument einbaut; ferner wird die Abfrageseite des zweiten Schnurpaares zu einer Meßschnur abgeändert. Die Sendespannung wird vom zweiten Ausgang des Normalpegelsenders eines vorhandenen Prüfschrankes her zugeschaltet, so daß kein eigener Pegelsender nachgebaut zu werden braucht. Die notwendige Verkabelung wird bei der Fertigung jedem Vorprüfplatz bereits mitgegeben. Der Einheitlichkeit wegen ist ferner jeder Vorprüfplatz mit einer Leerlaufprüftaste versehen.

7. Zusammenfassung

Die Prüfeinrichtung, als Prüfschrank F 36 bezeichnet, enthält in einem Fernschrankgehäuse die Meßgeräte und eine Anzahl von Meßschaltungen. Mit Pegelmesser und Normalpegelsender können über Meßschnurpaare Pegel- und Dämpfungsmessungen auf den Leitungen, im Vielfach und an den Verbindungsmitteln vorgenommen werden. Ein Leitungsprüfer ermöglicht Widerstands-, Isolations- und Spannungsmessungen. Für die Zuschaltung der zu prüfenden Leitungen in größeren Anlagen sind Vorprüfplätze geschaffen worden, an denen auch Ruf- und Sprechproben ausgeführt werden können; diese Plätze werden erforderlichenfalls mit Meßgeräten ausgerüstet, wenn sie weitergehend zur Entlastung der Prüfschränke herangezogen werden sollen. Die Einrichtungen gestatten in wirtschaftlicher Weise eine ausreichende prüftechnische Überwachung der damit ausgerüsteten Fernämter.

Schrifttumsverzeichnis

[1] F. Wobersin, Die Fernplatzschaltung 36. TFT 30 (1941), S. 1, oder FTZ 1 (1948), S. 47.
[2] H. Rjosk, Fernämter. Verlag von R. Oldenbourg, München 1951.

(Eingeg. 11. Januar 1952)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Ergebnis einer Besichtigung von Richtfunkstrecken in USA

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **E. Dietrich**, Darmstadt

Mit 10 Abbildungen

DK 621.396.5

Der Verfasser besichtigte im Oktober 1951 in USA mehrere Richtfunkstrecken. Im vorliegenden Bericht sind die dort gesammelten Erfahrungen zusammengetragen.

Bevor die DBP für eine Dezimeter-Fernsehübertragungsstrecke zwischen Hamburg—Köln—Frankfurt a. M. eine größere Anzahl von Zwischenstellen mit bis zu 70 m hohen Antennentürmen errichten würde, erschien eine Besichtigung derartiger Anlagen in USA, wo sie bereits in großem Umfange in Betrieb sind, für ratsam. Es wurden Anlagen der American Telephone and Telegraph Company (ATT) und der International Telephone and Telegraph Corporation (ITT) sowie der Western Union besichtigt.

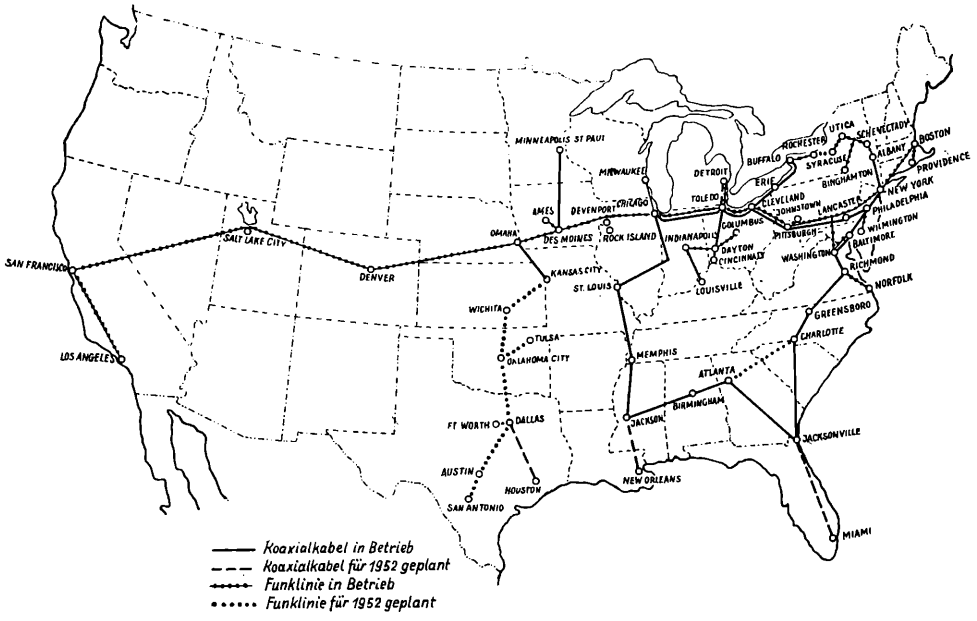


Abb. 1 Fernsehübertragungslinien der ATT in USA

Die ATT hat das in Abb. 1 dargestellte Fernsehübertragungsnetz in Betrieb. Der größere Anteil des Netzes besteht aus Funklinien, die auch bei den für 1952 geplanten Erweiterungen gegenüber neu auszulegenden Kabellinien überwiegen. Die in Betrieb befindlichen Breitbandstromkreise des Funknetzes erreichen bereits die beachtliche Länge von etwa 36 000 km. Die Funkverbindung quer durch den ganzen Kontinent, die mit einem Kostenaufwand von etwa 40 Millionen Dollar errichtet wurde und auf dem Teilstück New York—Chicago bereits im Jahre 1949 in Betrieb ging, wurde im Sommer 1951 vollendet. Insgesamt hat diese Strecke 106 Zwischenstellen und ist über 5000 km lang. Die Stationen sind im Mittel etwa 50 km voneinander entfernt und in einer Zick-Zack-Führung angeordnet, damit Schwierigkeiten durch Überreichweiten vermieden werden.

Die Geräte (das TD 2-System), die die ATT für die Fernsehübertragungslinien verwendet, sind im „Bell System Technical Journal" vom Oktober 1951 ausführlich beschrieben. An Stelle eines Fernsehbandes von etwa 4 MHz Bandbreite kann über die gleichen Geräte, von denen bis zu 6 Linien parallel über eine Antenne arbeiten, auch ein Frequenzband mit mehreren hundert Fernsprechkanälen übertragen werden. Von 36 000 km Länge Breitbandstromkreisen werden etwa 12 000 km für Fernsprechzwecke ausgenutzt, die eine Gesamtsprechkreislänge von über 1 000 000 km ergeben.

Das TD 2-System arbeitet im Bereich 3700 ... 4200 MHz und ist dadurch charakterisiert, daß in ihm die von der Western Electric hergestellte Röhre 416 a verwendet wird, die in der betreffenden Schaltung eine sehr günstige Anpassung zwischen Gerät und anschließendem Hohlleiter nebst Antenne ermöglicht. Die Hohlleiter sind zur Vermeidung von Kondenswasserbildung mit Stickstoff gefüllt. Als Antennen dienen Linsenantennen mit etwa 3 m Kantenlänge. Durch die guten Anpassungsverhältnisse und unter Verwendung von Laufzeitausgleichsgliedern ist es möglich, daß zwischen Antenne und Gerät ein Abstand von 30 m, in einigen Fällen sogar 60 m zulässig ist, was sich maßgeblich auf die Bauweise der Türme auswirkt. Während nämlich bei den Fernsehübertragungslinien der anderen Gesellschaften ähnlich wie bei den von der DBP geplanten Linien zur Verkürzung der Antennenzuführungen wenigstens die eigentlichen Hochfrequenzgeräte dicht hinter den Antennen stehen müssen, können also beim TD 2-System die Geräte von den Antennen abgesetzt werden.

Auf der Teilstrecke zwischen New York und Chicago mit 1350 km Länge und 33 Zwischenstellen wurden als Antennenträger bis zu 65 m hohe Betontürme errichtet, während die Verlängerung bis San Franzisko und Los

Angeles in Stahlbauweise durchgeführt wurde. Die Betontürme zeichnen sich durch größere Steifigkeit aus, was bei der starken Bündelung im Zentimeterbereich von großer Bedeutung ist. Die Stahltürme, bei denen zur Unterbringung der Geräte am Fuß des Turmes

Abb. 2 Betonturm mit Antennenplattformen

noch ein kleines eingeschossiges Gebäude erforderlich ist, sind jedoch billiger, so daß in USA jetzt diese Bauweise allgemein verwendet wird, nachdem sich auch gezeigt hat, daß die Steifigkeit von Stahltürmen mit $\pm 0{,}5^0$ ausreichend ist.

Außerdem haben die Geräte mit der Röhre 416 a den Vorteil, daß 250 V für Anodenspannung ausreichen, so

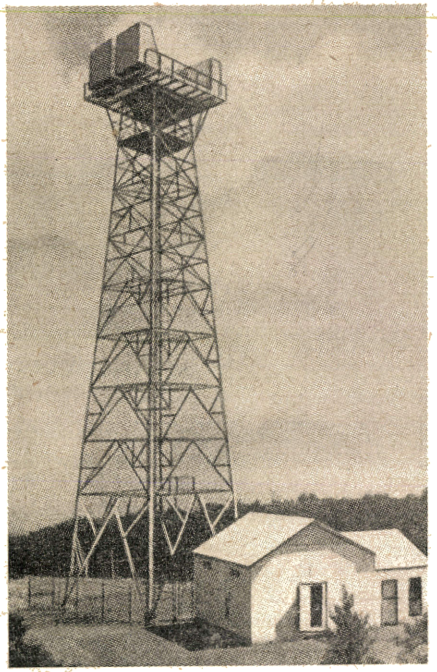


Abb. 3 Stahlturm mit Betriebsgebäude

daß die Stromversorgung ähnlich wie in Verstärkerämtern auf Batterien gestützt werden kann.

In den Abb. 2 und 3 sind ein charakteristischer Betonturm und ein Stahlturm wiedergegeben, wie sie auf der Reise besichtigt werden konnten, während Abb. 4 veranschaulicht, wie die Antennen direkt auf dem Dach des Betriebsgebäudes aufgestellt werden, wenn die Aufstellungspunkte genügend hoch liegen.

Die Stationen sind bis auf die Endstellen und wenige Knotenstellen unbemannt. Infolgedessen war es möglich, die Ausstattung der Gebäude außerordentlich einfach zu halten. Auf jeden nicht unbedingt notwendigen Aufwand ist verzichtet. So sind die Betontürme z. B. unverputzt und auch innen roh. Nur in den Betriebsgeschossen wurden die Wände mit Platten isoliert. Der Turm mit quadratischem Querschnitt von etwa 8×8 m Grundfläche hat innen auf einer Seite in seiner ganzen Breite einen Treppenschacht, in dem eine etwa 80 cm breite Stahltreppe, die nur mit Gitterrost abgedeckt ist, nach oben führt. Hierbei ist auf der einen Seite ein Schacht für eine Aufzugsvorrichtung freigehalten, bei der ein etwa fingerstarkes Hanfseil verwendet

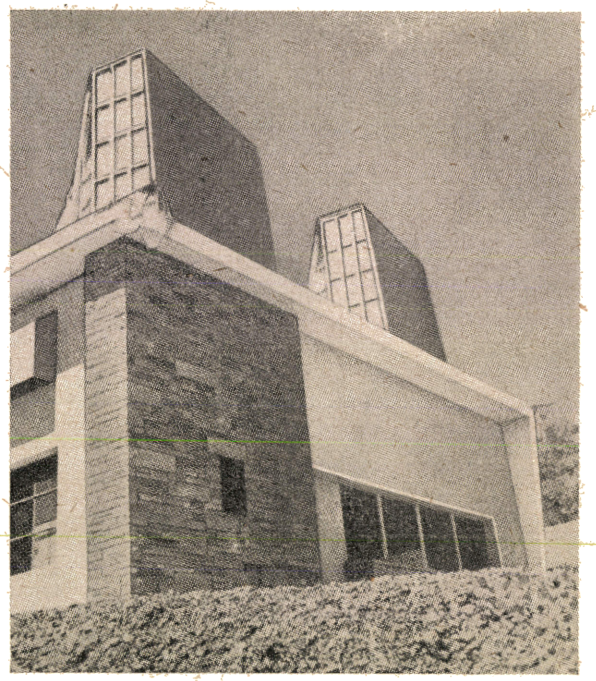


Abb. 4 Antennen auf dem Dach eines Betriebsgebäudes

wird, womit kleinere Lasten von Hand hochgezogen werden können. Für den normalen Wartungs- und Instandsetzungsdienst reicht dies vollkommen aus. Zum Aufziehen von schwereren Gestellen dient ein Ausleger, der in Abb. 2 über der Fensterreihe deutlich zu erkennen ist. Die Antennen werden in vielen Fällen am Boden fertig montiert und mit Hilfe eines fahrbaren Kranes auf die Antennenplattform gehoben. Sie ruhen bei den Betontürmen auf Trägern, die mit Hilfe von einbetonierten Schrauben auf dem Dach bzw. auf der darüber angebrachten Plattform befestigt sind, die der Aufnahme weiterer Antennen dient.

In den Betontürmen befindet sich im Erdgeschoß die Netzersatzanlage mit Starterbatterie und Automatik für selbsttätigen Anlauf. Im ersten und zweiten Obergeschoß ist die Stromversorgungsanlage untergebracht, wobei die Batterien und die dazugehörigen Ladegeräte sich im gleichen Raum befinden. Das dritte Obergeschoß enthält die Funkgeräte mit den erforderlichen Meßgestellen. Bei den höheren Türmen liegt zwischen dem Raum der Netzersatzanlage und dem ersten Obergeschoß sowie unmittelbar unter dem Dache je ein

nicht ausgenutzter Hohlraum, der je nach der Höhe des Turmes bis zu 20 m hoch ist. Also nicht einmal bei den Betontürmen ist der Betriebsraum allgemein in unmittelbarer Nähe der Antennen, obgleich es doch dort möglich wäre. Man legt den Betriebsraum nicht gern höher als etwa 30 m, da die Türme keine Fahrstühle enthalten und auch ein späterer Einbau von Fahrstühlen nicht vorgesehen ist.

An einer Stelle in Martinsville fanden wir einen runden Betonturm mit etwa 5 m Durchmesser und 30 m Höhe. Er ist in Abb. 5 wiedergegeben. Da sich bei dem runden Querschnitt für die Geräteaufstellung sehr ungünstige Verhältnisse ergeben, ist zwecks Raumeinsparung die Treppe (ebenfalls eine einfache Eisentreppe mit Rosten) in einem Anbau hochgeführt, der mit Wellblech verkleidet ist. Die Durchmesser der Antennenplattform sind nur unwesentlich größer als der Durchmesser des Turmes selbst. Infolgedessen ragen die Antennen etwas über die Antennenplattform hinaus. Schwierigkeiten ergaben sich bei dieser Station

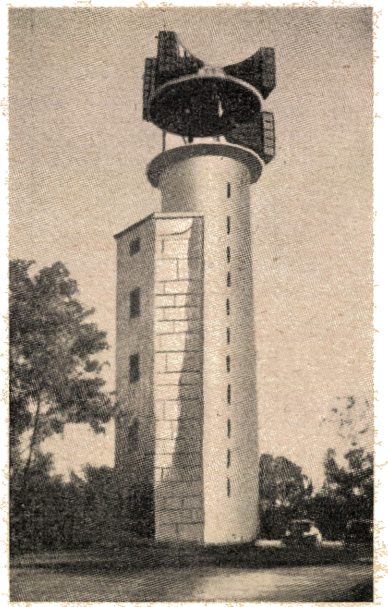


Abb. 5 Runder Betonturm in Martinsville

außerdem noch in dem Augenblick, als neuerdings von Martinsville aus ein Abzweig in Richtung Washington erforderlich wurde. Man war genötigt, über den Antennen der oberen Plattform ein zusätzliches Eisengestell zu errichten, das die weiteren Antennen für die neue Richtung aufnimmt. Da nun die Antennen sehr dicht zusammenstehen, war es außerdem notwendig, zur Abschirmung zwischen einzelnen Antennen Abschirmbleche anzubringen, die ebenfalls über die Plattform hinausragen. Es ergibt sich daraus die Folgerung, daß für Abzweigstellen mehrere oder aber erheblich größere Plattformen notwendig sind. Die zusätzlichen Aufbauten sind in dem schon älteren Bild (Abb. 5) leider noch nicht enthalten.

Ein Betriebsgebäude am Fuß eines Stahlturmes ist in Abb. 3 zu sehen. Der Betriebsraum ist etwa 7,5 × 7,5 m groß. In ihm ist Platz für die Aufstellung von 12 Funkgeräten, da in jeder Richtung mit 6 Geräten zu rechnen ist. Ferner sind in dem Raum auch die Batterien für 12 V Heizung, 24 V Signalspannung, 130 V und 250 V Anodenspannung und die dazugehörigen Ladegleichrichter untergebracht. In einem Anbau von etwa 6 × 6 m Grundfläche ist die Netzersatzanlage mit der entsprechenden Automatik zum selbsttätigen Anlauf bei Stromausfall aufgestellt. Ebenso befinden sich hier die Starterbatterie mit dem dazugehörigen Gleichrichter und die Niederspannungseinführung mit ent-

Abb. 6 Rückansicht eines Betriebsgebäudes

sprechender Verteilertafel nebst Sicherungen. Um zu vermeiden, daß bei der Frischluftzufuhr für die Notstromanlage Schnee oder Verunreinigungen angesaugt werden, ist vor dem Ansaugfenster, dessen Jalousieverschluß sich beim Anlauf des Aggregats selbsttätig öffnet, wie in Abb. 6 zu sehen ist, in etwa 1 m Abstand von der Mauer eine Wellblechwand errichtet.

Das Netz wird allgemein oberirdisch mit 2300 V zugeführt, wobei in etwa 1,5 m Abstand unterhalb der Hochspannungsleitung am gleichen Gestänge die Anschlußleitungen verlaufen, die für den Fernsprechanschluß der Station und für die automatische Störungs-

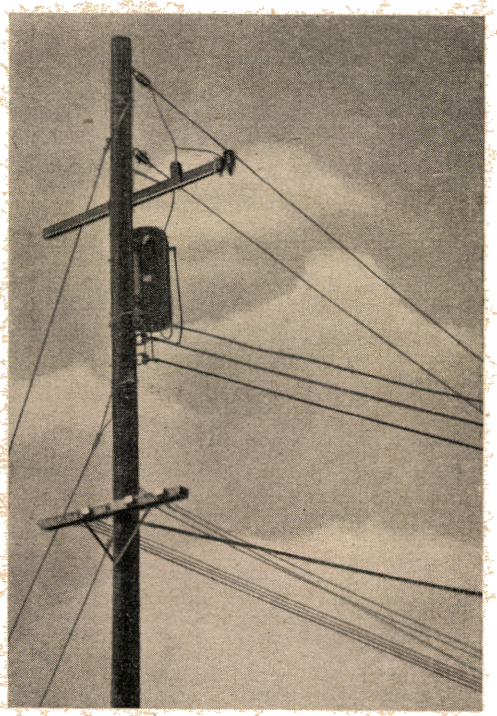


Abb. 7 Abspannmast für Starkstrom- und Fernsprechleitungen

signalisierung notwendig sind. Ein Trafo 2300/115 ist, wie in Abb. 7 erkennbar, am Abspannmast zwischen den Hochspannungs- und Fernsprechleitungen befestigt, so daß im Gebäude kein besonderer Hochspannungsraum erforderlich ist.

Die Stationen haben im allgemeinen keinen Wasseranschluß, wenn nicht gerade die Installation einer solchen Anlage, z. B. im Weichbild einer Ortschaft, mit nur geringen Kosten verbunden ist. Auch für die Heizungs- und Klimaanlagen auf den besichtigten unbemannten Zwischenstellen ist kein großer Aufwand getrieben. Kleine Lüftungsklappen dienen der Frischluftzuführung; die bei einer bestimmten Temperatur ansprechende Heizungsanlage besteht aus einem Warmluftspender, ähnlich einem Föhn, von 2 bis 3 kW Leistung.

Abb. 8 Antennen auf dem Gebäude der ATT in New York

Die Antennen sind allgemein nicht beheizt. Es hat sich nämlich herausgestellt, daß im Winter, wenn mit einer Beeinträchtigung der Übertragungsverhältnisse durch Vereisung zu rechnen ist, nicht gerade auch die tiefsten Schwunde auftreten. Eine wirksame Beheizung würde je Antenne wegen der großen Flächen etwa 10 kW Leistung erfordern.

In den Städten stehen die Antennen möglichst auf den Gebäuden der Telephongesellschaften. Abb. 8 zeigt z. B. die Antennenanordnung auf dem Gebäude der ATT in New York. Auf einem Gebäude der Bell-Gesellschaft in New York, das zu niedrig war, errichtete man auf dem Dach einen Turm in Eisenkonstruktion, auf dem dann die Antennen angebracht sind.

Eine Besonderheit ist in Washington zu sehen, wo in einem Vorort ein achteckiger Betonturm der Western Union von knapp 30 m Höhe steht, bei dem die Antennen aus städtebaulichen Gründen hinter einer Verkleidung aufgestellt sind, so daß sie von außen nicht sichtbar sind. Dieser Turm ist in Abb. 9 wiedergegeben.

Die Übertragungsgüte auf den Richtfunkfernsehlinien steht derjenigen auf Koaxialkabeln in keiner Weise nach. So konnte z. B. an einer Schleife von New York über Chicago und zurück keine merkliche Beeinträchtigung der Bildübertragung festgestellt werden; auch die Übertragung von Bildern aus San Franzisko war vollkommen einwandfrei.

Die Betriebssicherheit der Linien ist infolge eines gut organisierten Wartungs- und Instandsetzungsdienstes außerordentlich hoch. Längs der gesamten Strecke ist etwa jede fünfte oder sechste Zwischenstelle als eine Art Hilfsvoramt vorgesehen, auf der die Möglichkeit besteht, im Falle einer Störung zwischen zwei solchen Hilfsvorämtern die Übertragung zwischenfrequent auf eine andere Linie umzuschalten, da, wie oben erwähnt, im Endausbau in jeder Richtung sechs Linien parallel vorhanden sind. Nach der Planung soll wenigstens eine

Abb. 9 Richtfunkendstelle der Western Union in Washington mit verdeckten Antennen

als Reserve freigehalten werden. Außerdem sind längs der Strecke Alarmzentralen und Instandsetzungswerkstätten eingerichtet, die vielfach in Verstärkerämtern untergebracht sind. Die Werkstätten sind notwendig, da auf den Stationen selbst nur einfachere Störungen beseitigt werden können, bzw. nur die schadhaften Baugruppen, wie z. B. ZF-Verstärker, Sendeverstärker usw., durch Reserveeinheiten ersetzt werden. Die eigentliche Reparatur wird dann in der Instandsetzungswerkstätte vorgenommen, die mit Meßgeräten besser ausgerüstet ist. Der Bereich für eine solche Werkstatt erstreckt sich über mehrere hundert Kilometer. An die einzelnen Alarmzentralen können bis zu zwölf (sechs in jeder Richtung) Zwischenstellen über Draht oder Funkweg angeschlossen werden. Von hier aus kann zunächst über die Signalleitungen der Fehler so weit eingegrenzt werden, daß man weiß, welche Station gestört ist. Außerdem bietet die Störungsanzeige die Möglichkeit, von jeder Station 42 Kriterien melden zu lassen. So war es z. B. notwendig, nach dem Betreten jeder unbemannten Betriebsstelle sofort fernmündlich mit der Alarmzentrale in Verbindung zu treten, da bereits das Öffnen der Tür signalisiert wird.

Von der Alarmzentrale aus werden im Störungsfalle die Instandsetzungskräfte in Marsch gesetzt. Falls keine Störung eintritt, werden die Stationen in regelmäßiger Reihenfolge etwa alle acht Tage aufgesucht, so daß bei Überprüfung der wichtigsten Röhrenströme und Spannungen bereits vorbeugende Maßnahmen getroffen werden können, um auf diese Weise die Zahl der Störungen möglichst niedrig zu halten.

Nur auf Knoten- und Endstellen sowie in den Hilfsvorämtern ist die Möglichkeit vorgesehen, das übertragene Fernsehbild mit Hilfe eines Monitors abschnittsweise zu überprüfen. Dadurch ergibt sich für die Ausrüstung der gewöhnlichen Zwischenstellen eine wesentliche Vereinfachung, da dann ein Meßgestell ausreicht, mit dem nur die Sende- und Empfangsfrequenzen und die Zwischenfrequenz, die 70 MHz beträgt, meßtechnisch erfaßt werden.

Die Verbindungen innerhalb der Städte, z. B. von der Fernsehübertragungsendstelle zur Telephongesellschaft, wo sich eine Kontroll- und Schaltstelle befindet, und zum Studio und auch die Verbindungen zwischen Studio und Fernsehsender sind im allgemeinen über Kabel geführt. Kürzere Entfernungen, etwa bis 20 km, wie sie z. B. als Abzweig von einer Relaisstelle in eine Stadt vorkommen, werden meistens ebenfalls durch Kabel überbrückt. Erst von etwa 20 km an wird erwogen, ob eine Funkverbindung zweckmäßiger wäre. Bei diesen kürzeren Verbindungen verwendet man symmetrische Kabel mit 1,201 mm Adernstärke und überträgt direkt das Videoband. Der Verstärkerabstand beträgt hierbei etwa 5 km.

Die ATT benötigt im Fernsprechbetrieb starke Leitungsbündel mit 100 und mehr Sprechkreisen. Sie ist daher weniger interessiert an Geräten mit Impulsmodulation, die nur die Übertragung von 24 Kanälen ermöglichen. Sehr wohl sind aber derartige Geräte von Bedeutung für Telephongesellschaften in Kanada und Südamerika, sowie in den USA für private Dienste, z. B. für Ölgesellschaften längs ihrer Linien zwischen den einzelnen Pumpstationen und auch für Elektrizitätsgesellschaften. In absehbarer Zeit ist auch in Deutschland in größerem Rahmen mit der Inbetriebnahme von Linien mit Impulsmodulation zu rechnen. Die Fabrikation entsprechender Geräte wurde von einer größeren Anzahl von Firmen aufgenommen. Die ITT zeigte in Clifton, N. J., eine Fabrik, wo Geräte mit Impulsmodulation schon seit mehreren Jahren serienmäßig hergestellt werden. Bemerkenswert ist die wohldurchdachte Einfachheit im Aufbau der Gestelle. Besonders das eigentliche HF-Gestell ist vorbildlich übersichtlich. Alle Einzelteile sind gut zugänglich und leicht auswechselbar. Es ist bewußt auf nicht unbedingt notwendige Verfeinerungen verzichtet worden, um die Geräte, die hier im scharfen Wettkampf mit Kabel- und Freileitungslinien liegen, möglichst preisgünstig auf den Markt bringen zu können.

Wir konnten in Philadelphia die Endstelle einer Impulsanlage der Keystone Pipe Line Corporation besichtigen. Diese Linie, die im 2000-MHz-Bereich arbeitet, ist etwa 100 km lang und hat zwei Zwischenstellen. Die Strecke wird von einem Ämterpfleger gewartet, der die einzelnen Stationen wöchentlich nur einmal und außerdem im Störungsfalle aufsucht. Die Betriebsausfälle sind trotz der geringen Wartung sehr selten, und zwar ist die Dauer der Unterbrechung hauptsächlich bedingt durch die Wegezeit, die der Ämterpfleger benötigt. Die vorgelegten Störungsstatistiken lassen erkennen, daß die Ausfallzeiten im Durchschnitt etwa 0,4 % betragen, das sind drei Stunden im Monat. Hierbei ist noch zu berücksichtigen, daß auf der betreffenden Strecke keine Reservegeräte bereitgestellt sind. Die Gesellschaft, die diese Linie mit acht Kanälen seit über zwei Jahren betreibt, ist mit der Anlage sehr zufrieden und plant jetzt eine wesentliche Verlängerung der Linie.

Die Western Union betreibt in dem Dreieck zwischen New York, Pittsburgh und Washington auf einer Länge

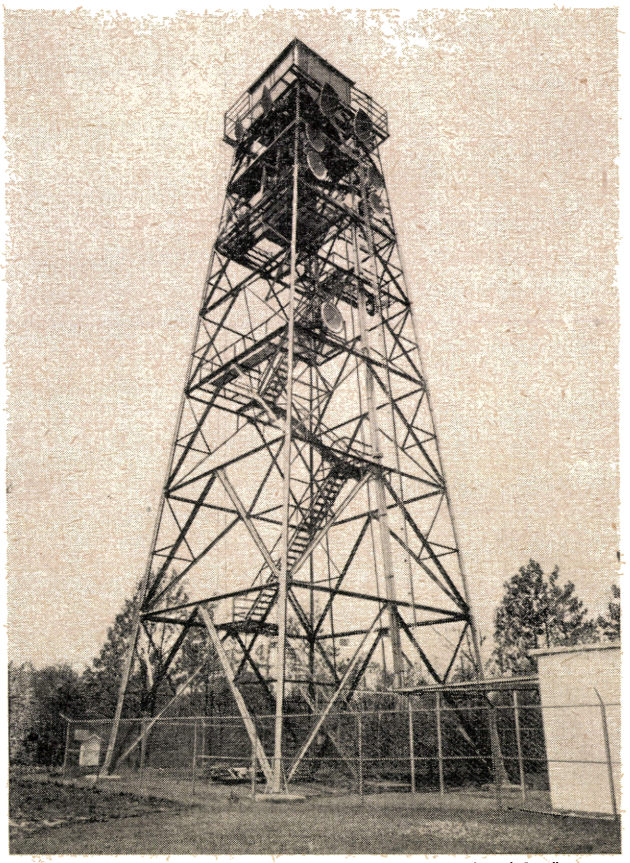


Abb. 10 Stahlturm der Western Union mit kleinen Betriebsräumen auf den Plattformen des Turmes

von etwa 1100 km Luftlinie im 4000-MHz-Bereich Richtfunkverbindungen mit Frequenzmodulation mit 32 Sprechkanälen, die zur Telegraphieübertragung herangezogen sind. Hierbei liegen die Zwischenstellen teilweise dicht bei den Stationen der ATT, so daß man auf den Anhöhen bisweilen zwei Türme nebeneinander vorfindet. Den Turm einer Zwischenstelle der Western Union zeigt Abb. 10. Die obersten Antennen sind für Fernsehen bestimmt; denn auch die Western Union und die ITT haben Fernsehübertragungslinien in Betrieb. Die eigentlichen HF-Geräte befinden sich hier in unmittelbarer Nähe der Antennen in dem Häuschen auf der obersten Plattform. Dadurch, daß in dem erwähnten Dreieck jede Station über zwei Wege erreichbar ist, sind die Ausfälle, die im Telegraphiebetrieb besonders unangenehm wären, auf ein erträgliches Maß herabgedrückt worden. Zur Vermeidung von Schwund ist weitgehend von Diversity-Empfang Gebrauch gemacht, wobei die zweite Antenne 6 bis 8 m tiefer liegt. In der Abb. 10 ist auf der einen Seite deutlich die tieferliegende Antenne zu erkennen. Da für

den Telegraphiebetrieb sich 35 db Geräuschabstand als ausreichend erwiesen haben, bevorzugt die Western Union kleinere Antennen. Beide, Western Union und ITT, verwenden vornehmlich Parabolspiegel, und zwar betreiben sie neuerdings über Weichen Sender und Empfänger an einer Antenne. Der Durchmesser der Spiegel richtet sich nach den jeweiligen Anforderungen. 1,20 m, 1,80 m und 3 m Durchmesser sind üblich. Als Verbindungskabel dienen nach Möglichkeit Koaxialkabel mit Vollisolation, da sich bei ihnen kein Kondenswasser bilden kann.

Während die Stromversorgung des TD 2-Systems, wie oben angegeben, sich auf Batterien stützt, wird bei den meisten Linien von Ölgesellschaften, Transportunternehmen usw. eine kurze Unterbrechung des Betriebes von etwa 10 bis 20 Sekunden Dauer in Kauf genommen, nämlich bis entweder über eine bereitgestellte Batterie ein Umformer anläuft oder die Last von einem selbsttätig anlaufenden Notstromaggregat übernommen werden kann.

Die Western Union, die für ihren Telegraphiebetrieb derartige Unterbrechungen nicht zulassen kann, betreibt ihre Geräte normalerweise über Spannungsgleichhalter aus dem Starkstromnetz. Bei Netzunterbrechungen wird die Spannung über einen Zerhacker, der bis 750 Watt belastbar ist, einer 57zelligen Batterie entnommen. Während der Umschaltzeit macht sich für die Telegraphie keine Unterbrechung bemerkbar, da während der kurzen Umschaltung die Anodenspannung über Kondensatoren gehalten wird und die Kathoden infolge ihrer Wärmekapazität nicht so schnell erkalten. Bei größeren Leistungen ergeben sich bei diesem Verfahren jedoch Schwierigkeiten, da die erforderlichen Kondensatoren zu groß werden. Infolgedessen wurde neuerdings ein Dreimaschinensatz entwickelt, der einen Asynchronmotor, einen Gleichstrommotor und einen Wechselstromgenerator auf einer Welle vereinigt. Normalerweise wird der Generator, der dauernd die Verbraucher speist, durch den Asynchronmotor angetrieben. Bei Netzausfall hingegen wird der Gleichstrommotor, dessen Bürsten zur Vermeidung der Reibung während des Normalbetriebes abgehoben sind, an die Batteriespannung angelegt. Die Umschaltung wirkt sich wegen der Massenträgheit des Ankers auf die abgegebene Spannung des Generators praktisch nicht aus. Der Wirkungsgrad dieser Anlage soll bei Vollast etwa 80 % betragen.

Wenn auch die Reise, die mit Hin- und Rückflug nur 19 Tage dauerte, zum eingehenden Studium der in den USA bereits weitgehend entwickelten Richtfunkstrecken etwas kurz war, so war es durch das Entgegenkommen der drei aufgesuchten Gesellschaften doch möglich, eine große Anzahl von Anregungen zu erhalten, die für den Aufbau von Richtfunkstrecken in der Bundesrepublik und insbesondere für die Fernsehübertragungsstrecke Hamburg—Köln—Frankfurt a. Main von Nutzen sein werden.

Den Gesellschaften sei daher auch an dieser Stelle für die freundliche Aufnahme nochmals unser Dank ausgesprochen.

Zusammenfassung

In der Arbeit sind die Erfahrungen zusammengetragen, die sich bei der Besichtigung von Richtfunkstrecken in den USA ergeben haben.

Vor allen Dingen wird an Hand von Abbildungen die Bauweise der Stationen behandelt.

Während in den Jahren 1947/49 aus Materialgründen als Antennenträger Betontürme errichtet wurden, werden in neuerer Zeit Stahltürme verwendet.

Fragen der Antennen- und Gerätbauweise, Fragen der Stromversorgung, Störungssignalisierung usw. werden soweit berührt, als sich daraus Anhaltspunkte für den Aufbau von Richtfunkverbindungen auch in Deutschland herleiten lassen.

(Eingeg. 23. März 1952)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 7, JULI 1952 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Das Reflektometer als Meßinstrument im Kurzwellenbereich

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **J. Großkopf**

Mit 14 Abbildungen

DK 621.317.73

Über Theorie und Anwendung eines neuen Richtkopplers für eine Reflektometeranordnung zur Messung von Impedanzen im Kurzwellenbereich wird berichtet.

Scheinwiderstände und Leistungen werden im Bereich langer Wellen ($f \leqq 30$ MHz) vorzugsweise mit Meßanordnungen gemessen, die aus konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten aufgebaut sind. Im Bereich der sehr hohen Frequenzen ($f \geqq 300$ MHz) ist die geschlitzte Koaxial- oder die abgeschirmte Doppelleitung die bevorzugte Anordnung für Scheinwiderstandsmessungen. In dem zwischen diesen Frequenzgrenzen ($30 \div 300$ MHz) liegenden Frequenzgebiet ist weder das eine noch das andere Verfahren besonders brauchbar. Die Verwendung konzentrierter Induktivitäten und Kapazitäten als Schaltelemente verbietet sich aus bekannten Gründen (z. B. nichtstationäre Strom- und Spannungsverteilung auf den Schaltelementen), während die Verwendung von Meßleitungen im Meterwellengebiet zu sehr langen, unhandlichen Anordnungen führt, deren mechanische Ausführung überdies große Schwierigkeiten macht.

Nun ist in den letzten Jahren besonders in den angloamerikanischen Ländern eine neue Anordnung entwickelt worden [1], [2], die auf Prinzipien beruht, die an sich schon seit langem bekannt sind, diese jedoch in einer den sehr hohen Frequenzen besonders angemessenen Gestalt verwertet. Die Anordnung, die für Messungen im Frequenzbereich $f > 500$ MHz in Anwendung kommt, benutzt als wesentliche Schaltelemente sogenannte Richtungskoppler, worunter Antennen mit ausgesprochen einseitiger Richtwirkung zu verstehen sind. Es ist auf diese Weise möglich, die hin- und rücklaufende Welle in einer Energieleitung getrennt voneinander nach Amplitude und Phase zu messen.

Das Grundprinzip dieses Meßverfahrens findet sich, wie schon bemerkt, bereits in sehr viel älteren Meßanordnungen insbesondere zur Leistungsmessung und besteht darin, daß man an irgendeiner Stelle des zu untersuchenden Leitungszuges je eine der Spannung U_x und eine dem Strom J_x proportionale Größe mißt und diese beiden Größen schaltungsmäßig summiert und subtrahiert. Die Spannungs- und Stromverteilung auf einer verlustlosen Leitung (Abb. 1) ist bekanntlich gegeben durch

$$\begin{aligned} U_x &= U_h \cdot e^{j\alpha x} + U_r \cdot e^{-j\alpha x}, \\ Z \cdot J_x &= U_h \cdot e^{j\alpha x} - U_r \cdot e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \tag{1}$$

Summe S und Differenz D der spannungs- und stromproportionalen Größen ergeben

$$S = 2 \cdot U_h \cdot e^{j\alpha x} \text{ und } D = 2 U_r \cdot e^{-j\alpha x}, \tag{2}$$

so daß beispielsweise der Reflexionskoeffizient $r = \frac{U_r}{U_h} = \frac{\Re_e - Z}{\Re_e + Z}$ nach Betrag und Phase aus $r \cdot e^{j2\alpha x} = \frac{D}{S}$ folgt.

Die Leistung erhält man aus

$$\overline{4\, U_x J_x^* \cdot Z} = \overline{(S + D)\,(S^* - D^*)} = |S|^2 - |D|^2 = (|S| + |D|) \cdot (|S| - |D|) = 4Z \cdot |U_x| \cdot |J_x| \cos\varphi.$$

Der Stern soll den konjugiert komplexen Wert der betreffenden Größe andeuten, der Strich eine zeitliche Mittelung.

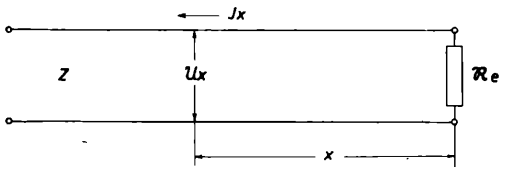


Abb. 1. Zu den Leitungsgleichungen

Die verschiedenen auf diesem Prinzip beruhenden Meßanordnungen unterscheiden sich im wesentlichen nur durch die Art der schaltungstechnischen Summen-, Differenz- und gegebenenfalls Produktbildung der spannungs- und stromproportionalen Größen. Turner und Mac Namara [3] erhalten die Leistung durch einen Quadrierungsprozeß in einer Gegentaktröhrenschaltung mit quadratischer Kennlinie aus $|S|^2 - |D|^2$, Buschbeck bildet in einer Brückenschaltung aus $|S|$ und $|D|$ die Summe und Differenz $|S| + |D|$ bzw. $|S| - |D|$ und erhält eine Produktanzeige $(|S| + |D|) \cdot (|S| - |D|) = |S|^2 - |D|^2$ über ein Kreuzzeigerinstrument. Die spannungs- und stromproportionalen Größen U_x bzw. $Z \cdot J_x$ werden frequenzunabhängig ausgekoppelt, z. B. durch einen kapazitiven Spannungsteiler und einen induktiven Stromwandler.

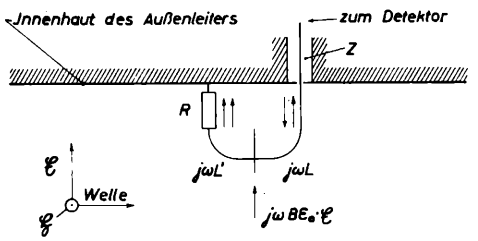


Abb. 2. Der Richtungskoppler

Auf dem gleichen Prinzip beruht nun auch der Richtkoppler der angloamerikanischen Entwicklungen (Abb. 2), nur erfolgt hier die Summen- und Differenzbildung in besonders einfacher Weise. Ein kleiner Rahmen, der in die zu untersuchende koaxiale Energieleitung eintaucht (Rahmenebene bilde einen Winkel Θ mit der Achsenebene), ist an einem Ende mit einem Widerstand R abgeschlossen, während das andere Ende zum Empfänger mit dem Eingangswiderstand Z führt. Der Rahmen unterliegt gleichzeitig dem Einfluß einer elektrischen und magnetischen Kopplung mit dem Feld der Koaxialleitung. Der elektrischen Erregung entspricht ein Strom $i = j\,\omega\,\varepsilon_0 \cdot B \cdot \mathfrak{E}$ (B ist ein Maß für die Fläche, die der Rahmen dem Verschiebungsstrom $j\,\omega\,\varepsilon_0 \cdot \mathfrak{E}$ bietet), der sich auf R

und Z so verteilt, daß der Strom in dem Empfänger die Größe

$$i_{\mathfrak{E}} = j\,\omega\,\varepsilon_0\,B\cdot\mathfrak{E}\,\frac{R + j\omega L'}{R + Z + j\omega L} \qquad (3)$$

annimmt. Die magnetische Erregung ruft in R und Z entgegengesetzte Ströme von der Größe

$$i_{\mathfrak{H}} = j\,\omega\,\mu_0\,\mathfrak{H}\cdot A\cdot\cos\Theta\,\frac{1}{R + Z + j\omega L} \qquad (4)$$

hervor. Dabei ist $A\cdot\cos\Theta$ die Projektion der Rahmenfläche auf die Axialebene. Sorgt man nun dafür, daß L' sehr klein ist (evtl. durch Kompensationsmaßnahmen) und wählt man A, B, R und Θ so, daß $i_{\mathfrak{E}} = i_{\mathfrak{H}}$ wird, so erkennt man, daß sich je nach der Richtung der Welle die Ströme auf der einen oder anderen Seite des Rahmens aufheben. Der Rahmen spricht je nach seiner Orientierung entweder nur auf die hinlaufende oder die rücklaufende Welle an. Diese Richtkoppler sind vor allem für sehr hohe Frequenzen ($f \geqq 1000$ MHz) entwickelt worden. Ihr Ausblendungsverhältnis ist allerdings nur über ein verhältnismäßig enges Frequenzband ausreichend hoch, ihre Dimensionierung rein empirisch und eine nachträgliche Justierung erforderlich. Es sei nur darauf hingewiesen, daß auch die Richteigenschaften des sogenannten Loch- und Schlitzkopplers (Bethe-Loch) [4], [5] in grundsätzlich gleicher Weise zu erklären sind, wie es oben für die anderen Anordnungen geschehen ist.

Die erwähnten Richtkoppler sind für den Bereich der längeren UKW-Wellen und der Kurzwellen auf Grund ihrer geringen Empfindlichkeit nicht geeignet. Am Schluß der Arbeit werden sie in dieser Hinsicht mit einer neuen Anordnung verglichen, die außer ihrer größeren Empfindlichkeit noch eine Reihe anderer Vorteile aufweist und nun beschrieben werden soll.

Bei der neuen Anordnung wird als Richtkoppler eine Langdrahtantenne verwendet, deren Richteigenschaft qualitativ am einfachsten aus der Abb. 3 klar wird.

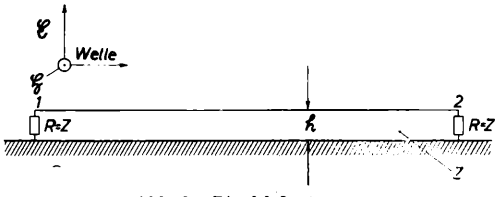


Abb. 3. Die Meßantenne

Hier ist eine Langdrahtantenne dargestellt, die an beiden Enden mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen ist und im Felde einer vertikal polarisierten, von links nach rechts laufenden Welle steht. Die Antenne wird nur in denjenigen Teilen erregt, die in die Richtung des elektrischen Feldvektors $\mathfrak{E}$ zeigen, d. h. also in den vertikalen Niederführungen an den beiden Enden (1) und (2). Die hier induzierten Spannungen haben die Amplitude $\mathfrak{E}\cdot h$. Die gesamte, am Punkt (1) wirksame Spannung ergibt sich nun aus der Gegenschaltung der unmittelbar am Ort (1) induzierten Spannung $\mathfrak{E}\cdot h$, sowie der um den Winkel αl ($\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$ = Phasenkonstante der Antenne) nacheilenden in (2) induzierten Spannung $\mathfrak{E}\cdot h\cdot e^{-j\alpha l}$, die, bevor sie in (1) zur Wirkung kommt, nochmals um die Phase $e^{-j\alpha l}$ verzögert wird. Die Gesamtspannung in (1) ist also $\mathfrak{E}\cdot h - \mathfrak{E}\cdot h\cdot e^{-j2\alpha l} = \mathfrak{E}\cdot h\cdot e^{-j\alpha l}\cdot 2j\sin\alpha l$. Die Gesamtspannung im Punkt (2) folgt aus der Gegenschaltung der am Ort (2) induzierten Spannung $\mathfrak{E}\cdot h\cdot e^{-j\alpha l}$ mit der in (1) induzierten ($\mathfrak{E}\cdot h$) und um αl verzögerten Spannung $\mathfrak{E}\cdot h\cdot e^{-j\alpha l}$ und ergibt den Wert 0.

Man erhält also auch mit dieser Antenne eine einseitige Richtwirkung. Die Empfindlichkeit in der Empfangsrichtung ist offenbar proportional der Länge l, solange diese noch klein gegen die Wellenlänge ist.

Baut man nun eine derartige beidseitig abgeschlossene Antenne in eine koaxiale Leitung mit dem Wellenwiderstand Z ein, so wie es die Abb. 4 zeigt, so wird

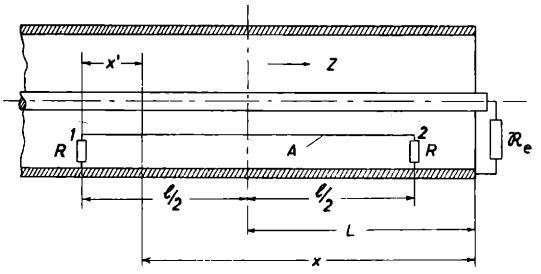


Abb. 4. Das Reflektometer

sie im radialen elektrischen Feld der Koaxialleitung praktisch genau so erregt, wie vorher im vertikal polarisierten Feld. Man hat eine Einrichtung erhalten, mit der man die einfallenden und reflektierten Wellenzüge voneinander trennen kann. Die Anordnung hat von englischen Autoren den Namen Reflektometer erhalten, den wir im folgenden beibehalten werden. Für eine von links nach rechts laufende Welle erhält man eine lineare Spannungsverteilung auf der Antenne A mit einem Nullwert am fernen Ende (2) (Abb. 5 a).

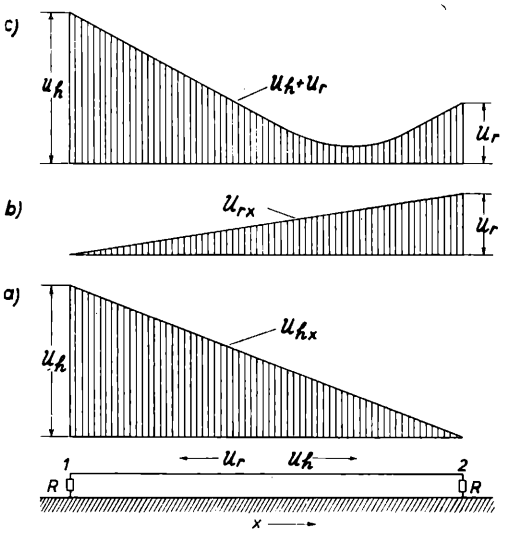


Abb. 5. Die Spannungsverteilung auf der Meßantenne
a) für die hinlaufende Welle
b) für die rücklaufende Welle
c) für die Gesamtspannung

Eine von rechts nach links laufende reflektierte Welle erzeugt gleichfalls eine lineare Spannungsverteilung, diesmal mit einer Nullstelle am nahen Ende (1) der Antenne A (Abb. 5 b). Für jede der beiden Teilwellen ist die Phase der Spannungen längs der Antenne A konstant, dagegen besteht zwischen den beiden Spannungsverteilungen der Teilwellen ein Phasenwinkel von einer Größe, die sich aus der Phase des Reflexionskoeffizienten $r = \frac{\mathfrak{R}_e - Z}{\mathfrak{R}_e + Z} = |r|\cdot e^{j\vartheta}$ sowie der Länge der Meßanordnung errechnet. Es sei wieder wie in Formel (1) die hinlaufende Welle nach Amplitude

und Phase durch U_h, die rücklaufende Welle durch U_r gegeben. Dann ist für den Punkt $x = L + \frac{l}{2}$ der Koaxialleitung die induzierende Feldstärke der hinlaufenden Welle nach Formel (1) durch $U'_h = U_h \cdot e^{j\alpha\left(L+\frac{l}{2}\right)}$, für den Punkt $x = L - \frac{l}{2}$ die induzierende Feldstärke der rücklaufenden Welle durch $U'_r = U_r \cdot e^{-j\alpha\left(L-\frac{l}{2}\right)}$ gegeben. Beide Feldstärkewerte sind noch mit $2j \sin\alpha l \cdot h \cdot e^{-j\alpha l}$ zu multiplizieren, um die endgültigen Empfangsspannungen an den Enden der Meßantenne A zu erhalten. Der Quotient der beiden Spannungen liefert mit

$$r' = \frac{U'_r}{U'_h} = e^{-j2\alpha L} \cdot \frac{U_r}{U_h} = e^{-j2\alpha L} \cdot |r| \cdot e^{j\vartheta}$$

in $|r|$ den Absolutwert des Reflexionskoeffizienten und in $\vartheta - 2\alpha L$ dessen Phase, die sich aus der Phase ϑ des wirklichen Reflexionskoeffizienten r und dem doppelten Laufzeitwinkel $2\alpha L$ des Reflektometers zusammensetzt. Auf der Meßantenne A überlagern sich nun die Spannungsverteilungen der beiden Wellenanteile U_h und U_r zu einer Gesamtverteilung, deren Form am einfachsten aus der folgenden Rechnung klar wird. Die Spannungsverteilung ist nach den vorangegangenen Überlegungen für die hinlaufende Welle durch

$$U_{hx} = 2j \sin\alpha l\, e^{-j\alpha l} \cdot h\, U_h \cdot \left(1 - \frac{x'}{l}\right), \qquad (5)$$

für die rücklaufende Welle durch

$$U_{rx} = 2j \sin\alpha l \cdot e^{-j\alpha l} \cdot h \cdot U_r \cdot \frac{x'}{l} \cdot e^{-j2\alpha L} \qquad (6)$$

gegeben. Hier bedeutet x' jetzt die längs der Meßantenne gemessene Entfernung vom Punkte (1) (x' läuft

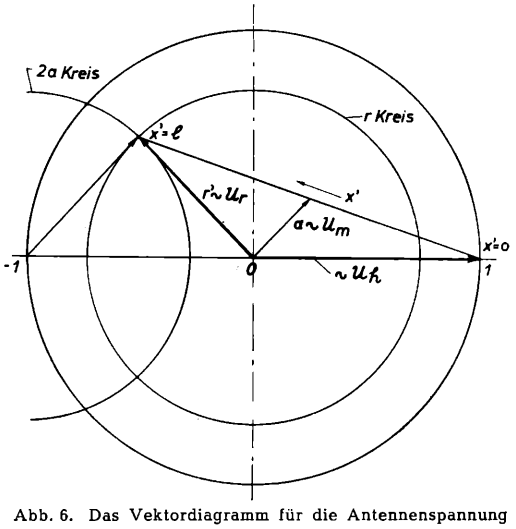


Abb. 6. Das Vektordiagramm für die Antennenspannung

von $x' = 0$ bis $x' = l$). Damit ergibt sich als Gesamtspannung, abgesehen von einem konstanten Faktor,

$$U_{hx} + U_{rx} \approx U = 1 - \frac{x'}{l}\left[1 - |r| \cdot e^{j(\vartheta - 2\alpha L)}\right]. \qquad (7)$$

Dieses Vektorbild ist in der Abb. 6 dargestellt. Der Endpunkt des Vektors der Antennenspannung durchläuft danach eine gerade Linie, die zwischen den Vektoren 1 und $|r| \cdot e^{j(\vartheta - 2\alpha L)}$ ausgespannt ist. Für $x' = 0$, also am Anfang der Meßantenne, mißt man die (reduzierte) Spannung 1, am Ende die Spannung $|r| \cdot e^{j(\vartheta - 2\alpha L)}$. Das Verhältnis der Absolutwerte beider Spannungen liefert den Betrag des Reflexionskoeffizienten $|r|$. Die Phase des Reflexionskoeffizienten ist maßgebend für den Verlauf der Spannung zwischen den Enden der Antenne und kann aus irgendeinem weiteren Meßwert auf der Antenne, beispielsweise dem Minimum der Spannung (U_{min}) oder dem Wert für die Antennenmitte (U_m) ermittelt werden. Nachdem Phase und Betrag des Reflexionskoeffizienten r bekannt sind, kann über die Transformation $r = \frac{\Re_e - Z}{\Re_e + Z}$ Phase und Betrag des zu messenden Scheinwiderstandes $\Re_e$ bestimmt werden. Während nach diesem Verfahren drei Spannungswerte amplitudengetreu gemessen werden müssen, was die Verwendung eines sehr genau geeichten Röhrenvoltmeters oder einer Eichleitung erforderlich macht, läßt die Formel (7) eine Möglichkeit erkennen, ohne Spannungsmessungen auszukommen. Wählt man nämlich den Phasenfaktor $e^{-j2\alpha L}$ in Formel (7) so, daß $e^{j(\vartheta - 2\alpha L)} = -1$ wird, so durchläuft die Antennenspannung für $\frac{x'}{l} = \frac{1}{1+r}$ eine Nullstelle, und die Messung des Betrages des Reflexionskoeffizienten kann mit $r = \frac{l - x'}{x'}$ auf eine reine Längenmessung zurückgeführt werden, während der Meßempfänger bei der Abtastung der Antenne lediglich als Nullindikator benutzt wird. Die erforderliche Einstellung eines bestimmten Phasenfaktors $e^{-j2\alpha L}$ kann auf verschiedene Weise erreicht werden (Abb. 7 und 8).

1. Man kann z. B. zwischen Reflektometer und Meßobjekt ein Leitungsstück gleichen Wellenwiderstandes

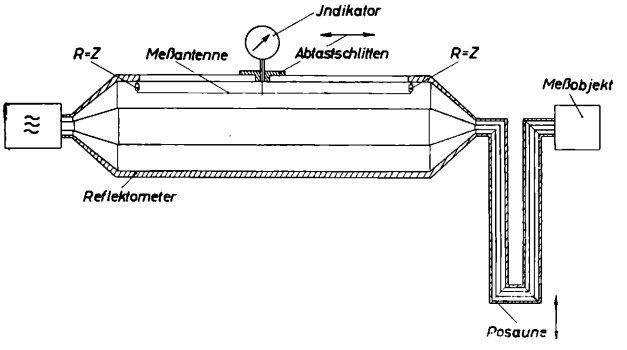


Abb. 7. Das Reflektometer mit Verzögerungsleitung

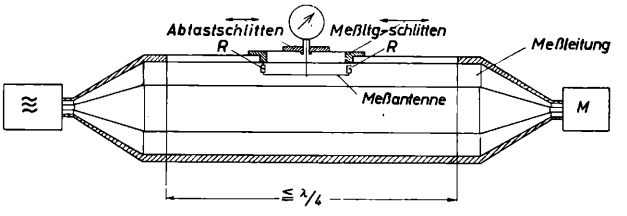


Abb. 8. Das Doppelschlitten-Reflektometer

mit dem Reflektometer einbauen (Posaune oder im KW-Bereich Verzögerungsleitung konstanten Wellenwiderstandes, aber variabler Länge). Die Länge der Verzögerungsleitung wird dann bei gleichzeitiger Abtastung der Meßantenne so lange verändert, bis man auf dieser ein exaktes Null erhält.

2. Man kann auf die normale geschlitzte Meßleitung zurückgreifen und deren kapazitiven oder induktiven Abtaster durch einen Spezialabtaster ersetzen. Dieser Spezialtaster müßte aus der oben beschriebenen abtastbaren Meßantenne bestehen, die auf dem Abtastschlitten der Meßleitung montiert ist und auf dieser

verschoben wird (Abb. 8). Durch gleichzeitiges Verschieben des Abtasters auf der Meßantenne, sowie der gesamten Meßantenne längs der Meßleitung wird wieder die Nullstelle der Spannung gesucht. Aus den Einstellungen beider Abtastschlitten, also aus der Messung zweier Längen, kann dann Amplitude und Phase der Impedanz des Meßobjektes ermittelt werden. Man hat es hier also mit einer modifizierten Meßleitung zu tun, die gleichzeitig mit zwei Abtastschlitten arbeitet, einem für die Meßantenne und einem für die Meßleitung.

Die Vorteile dieser Anordnungen gegenüber den bisher üblichen sind einleuchtend. So gestattet die Verwendung des Spezialabtasters bei der zuletzt beschriebenen Anordnung zunächst eine Reduzierung der Länge der Meßleitung auf eine viertel Wellenlänge, da eine viertel Wellenlänge ausreicht, um den r-Vektor in Abb. 6 um 180 Grad zu verdrehen. Sodann entfällt die lästige, zeitraubende und in gewissen Fällen sehr ungenaue Bestimmung der Knotenbreiten, der Knotenabstände, des $\frac{U_{min}}{U_{max}}$-Verhältnisses bei der normalen Abtastung und wird ersetzt durch die genauere Nullmethode mit lediglich zwei Längenablesungen.

Vor allem aber ist es mit den neuen Anordnungen möglich, Impedanzmessungen nach diesem Verfahren der Leitungsabtastung noch bis in den Bereich der Mittelwellen durchzuführen. Der Frequenzbereich der Anordnungen ist sehr groß, so daß man bei entsprechender Dimensionierung mit einem Gerät ohne Schwierigkeiten beispielsweise den gesamten KW- und UKW-Bereich von, sagen wir, 10 MHz bis 300 MHz bedecken kann. Auf diese Frage soll weiter unten näher eingegangen werden.

Die bis hierher gegebene Theorie erklärt nur in den wesentlichen Punkten die Wirkungsweise des Reflektometers. Für eine Untersuchung seiner Leistungsfähigkeit, d. h. seiner Empfindlichkeit und seiner Genauigkeitsgrenzen, ist eine Berücksichtigung der Kopplung der Meßantenne mit dem Hauptfeld der koaxialen Leitung erforderlich. Weiterhin ist der Einfluß von Fehlanpassungen der Meßantenne zu untersuchen, sowie eine allgemeine Bemessungsvorschrift zu geben. Die für diese Aufgaben notwendige exakte Theorie soll nur in ihren Grundzügen und wesentlichen Ergebnissen besprochen werden.

Die Abb. 9 gibt den Längs- und Querschnitt durch den Reflektometerkörper mit den Leitern 0 und 2 der Koaxialleitung und dem Leiter 1 der Meßantenne. Für dieses System gekoppelter Leitungen gelten die Differentialgleichungen

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\partial U_1}{\partial x} &= j\omega L_1 (J_1 + k_1 J_2) \\ -\frac{\partial J_1}{\partial x} &= j\omega C_1 (U_1 - k_2 U_2) \end{aligned}\right| \left.\begin{aligned} -\frac{\partial U_2}{\partial x} &= j\omega L_2 (J_2 + k_2 J_1) \\ -\frac{\partial J_2}{\partial x} &= j\omega C_2 (U_2 - k_1 U_2) \end{aligned}\right| \quad (8)$$

Hierbei hängen die auftretenden Konstanten mit den beiden Wellenwiderständen Z_{10} und Z_{20} sowie dem „gegenseitigen" Wellenwiderstand Z_{12} zusammen gemäß (c = Lichtgeschwindigkeit)

$$\left.\begin{aligned} L_1 &= \frac{Z_{10}}{c};\quad L_2 = \frac{Z_{20}}{c};\quad c\,C_1 = \frac{1}{Z_{10}(1 - k_1 k_2)}; \\ c\,C_2 &= \frac{1}{Z_{20}\cdot(1 - k_1 k_2)};\quad k_1 = \frac{Z_{12}}{Z_{10}};\quad k_2 = \frac{Z_{12}}{Z_{20}}; \\ Z_1 &= Z_{10}(1 - k_1 k_2);\quad Z_2 = Z_{20}\cdot(1 - k_1 \cdot k_2). \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

Z_{10} und Z_{20} sind im wesentlichen die Wellenwiderstände der ungekoppelten Koaxialleitung und der Meßantenne. Die Formeln (8) liefern übrigens in den Koppelgliedern der Ausdrücke für $\frac{\partial U_1}{\partial x}$ und $\frac{\partial J_1}{\partial x}$ die Größen der elektrischen und magnetischen Kopplung der Meßantenne. Es ist offenbar die magnetische Kopplung

$$U_m = j\,\omega \cdot k_1 L_1 \cdot J_2$$

und die elektrische Kopplung

$$U_{el} = -j\,\omega\, k_2 \cdot C_1 \cdot U_2 \cdot Z_1.$$

Bei rein fortschreitenden Wellen auf dem Reflektometer, für welchen Fall, wie weiter unten gezeigt wird, das Reflektometer mit dem Widerstand $\mathfrak{R}_2 = Z_{20}$ abzuschließen ist, wird

$$U_m = j\,\omega\, k_1 L_1 \frac{Z_{12}}{Z_{20}}.$$

Setzt man für k_1, k_2, L_1, C_1 sowie Z_1 und Z_2 die Werte aus (9) ein, so erkennt man, daß die elektrische Kopplung gleich der magnetischen Kopplung ist. Da die elektrische Kopplung zu einer gleichsinnigen, die magnetische aber zu einer gegensinnigen Erregung Anlaß gibt, ergibt sich, daß hier automatisch der Richteffekt zustande kommt, der bei den oben beschriebenen Anordnungen erst schaltungsmäßig erzwungen wurde. Es handelt sich bei der Meßantenne um denselben Effekt, der bei Fernmeldeleitungen für die Probleme des Fern- und Nahnebensprechens eine Rolle spielt.

Nach Einführung entsprechender Grenzbedingungen für die Leitungen 1 und 2 erhält man recht komplizierte Ausdrücke für die Strom- und Spannungsverteilungen auf den Leitungen 1 und 2, die hier weder wiedergegeben noch im einzelnen diskutiert werden sollen. Es seien nur für einige Spezialfälle, und zwar für den Abschluß, Leerlauf und Kurzschluß des Reflektometers (also der Leitung 2), sowie für den Fall eines angenäherten Abschlusses der Meßantenne (Leitung 1) an den Enden die Ausdrücke für den Scheinwiderstand des Reflektometers sowie die Ausblendungsverhältnisse auf der Meßantenne hingeschrieben. Unter Ausblendungsverhältnis werde das Verhältnis $\frac{U_{1l}}{U_{10}}$ bzw. $\frac{J_{1l}}{J_{10}}$ der Spannungen bzw. Ströme an den Enden der Meßantenne verstanden. Man erhält für den Scheinwiderstand des Reflektometers ganz allgemein

$$\mathfrak{S} = Z_2 \cdot \frac{e^{j\alpha l} + r\cdot e^{-j\alpha l}}{e^{j\alpha l} - r\cdot e^{-j\alpha l}} \cdot \frac{1 - \frac{k_1 k_2}{2}(1 + r)\cdot \frac{\cos\alpha l + e^{-j\alpha l}}{e^{j\alpha l} + r\cdot e^{-j\alpha l}}}{1 - j\frac{k_1 k_2}{2}\cdot\frac{1}{e^{j\alpha l} - r\cdot e^{-j\alpha l}}\cdot\{(1+3r)\sin\alpha l - 2j(1-r)\cos\alpha l\}} \quad (10)$$

mit $r = \frac{\mathfrak{R}_2 - Z_2}{\mathfrak{R}_2 + Z_2}$. Der erste Teil dieser Formel gibt den bekannten Ausdruck für den Scheinwiderstand einer mit $\mathfrak{R}_2$ belasteten Leitung vom Wellenwiderstand Z_2. Der zweite Teil stellt die Korrektur durch die Kopplung dar. Insbesondere erhält man für den Kurz-

schluß- und Leerlaufscheinwiderstand die Ausdrücke ($r = 1$ bzw. -1)

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{S}_k &= \sim j\,tg\,\alpha l \cdot Z_{20} \cdot \left(1 - j\,tg\,\alpha l \frac{k_1 \cdot k_2}{2}\right) \\ &= j\,tg\,\alpha l \cdot Z_{20} + tg^2\,\alpha l\, Z_{20} \cdot \frac{k_1 k_2}{2}; \\ \mathfrak{S}_L &= \sim \frac{1}{j\,tg\,\alpha l} \cdot Z_2 \left(1 + j\,tg\,\alpha l \frac{k_1 k_2}{2}\right) \\ &= \frac{1}{j\,tg\,\alpha l} \cdot Z_2 + \frac{k_1 k_2}{2} \cdot Z_2. \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

Beide Scheinwiderstände haben eine kleine reelle Komponente, die auf den Energieverlust in der Meßantenne zurückzuführen ist, wie auch eine kurze Nachrechnung unter Benutzung der entsprechenden Spannungswerte auf der Meßantenne bestätigt. Im übrigen sind die reellen Komponenten, wie die numerische Durchrechnung am Schluß zeigen wird, sehr klein.

Für das Ausblendungsverhältnis liefert die Rechnung den Ausdruck

$$\left|\frac{J_{1l}}{J_{10}}\right| = \frac{1 - \frac{R_2}{Z_2} - \varepsilon + k_1 k_2 \cdot \frac{R_2}{Z_2}}{1 + \frac{R}{Z_2} - \cos\alpha l \cdot e^{-j\alpha l}\left[\varepsilon\left(1 + j\,tg\,\alpha l \frac{R_2}{Z_2}\right) + k_1 k_2 \frac{R_2}{Z_2}\right]}. \quad (12)$$

Hierbei wurde zunächst angenommen, daß die Anpassung der Meßantenne an den Enden nicht ganz exakt ist. Für den Abschlußwiderstand wurde dementsprechend gesetzt $R_1 = Z_1 (1 + \varepsilon)$. Man erkennt nun aus Formel (12), daß z. B. für $\Re_2 = Z_2$ das Ausblendungsverhältnis nicht, wie es sein müßte, gleich Null wird, sondern infolge des Kopplungsgliedes einen endlichen, wenn auch kleinen Wert behält. Man könnte ein Null erzwingen, indem man eine gewisse Fehlanpassung $\varepsilon = k_1 \cdot k_2$ der Meßantenne einführen würde. Eine kleine Umformung der Formel (12) zeigt jedoch, daß eine solche Maßnahme, die überdies nur für einen bestimmten Abschlußfall, nämlich die Anpassung, exakt gültig wäre, gar nicht notwendig ist. Bezieht man nämlich den Reflexionskoeffizienten r des Reflektometers nicht auf den Wellenwiderstand $Z_2 = Z_{20}$ $(1 - k_1 k_2)$ mit Einschluß des Kopplungsgliedes, sondern auf Z_{20}, den Wellenwiderstand des kopplungsfreien Reflektometers, so wird aus Formel (12)

$$\left|\frac{J_{1l}}{J_{10}}\right| \cong \frac{1 - \frac{\Re_2}{Z_{20}} - \varepsilon}{1 + \frac{\Re_2}{Z_{20}} - \varepsilon\left(1 + j\alpha l \frac{R_2}{Z_2}\right)} = \frac{1 - \frac{\Re_2}{Z_{20}}}{1 + \frac{\Re_2}{Z_{20}}} \text{ für } \varepsilon = 0, \quad (13)$$

d. h. also, daß bei exaktem Abschluß der Meßantenne mit $R_1 = Z_1 = Z_{10}$ $(1 - k_1 k_2)$ an den Enden der Meßantenne Spannungen bzw. Ströme auftreten, deren Verhältnis den Reflexionskoeffizienten genau liefert, sofern bei dessen Definition der Wellenwiderstand $Z_{20} = \frac{Z_2}{1 - k_1 k_2}$ der ungekoppelten Reflektometerleitung verwendet wird.

Zum Abschluß sei noch die Formel mitgeteilt, welche die exakte Rechnung für die Verteilung der Spannung auf der Meßantenne liefert [vgl. Formel (7)].

Man erhält bis auf die Größen höherer Ordnung in $k_1 k_2$ für die Spannung den Ausdruck

$$U_1 = \frac{j k_2 \cdot U_0}{e^{j\alpha l} + r \cdot e^{-j\alpha l}}\left[\{\sin\alpha l \cos\alpha x - \sin\alpha x(\cos\alpha l - r \cdot e^{-j\alpha l})\} + j\frac{k_1 k_2}{2}(1 + r) \cdot e^{-j\alpha l} \sin\alpha l \cdot \sin\alpha (l - x)\right] \quad (14)$$

mit $r = \frac{\Re_2 - Z_{20}}{\Re_2 + Z_{20}}$; U_0 ist die Spannung am Eingang des Reflektometers.

Insbesondere ergeben sich für die drei Fälle Anpassung, Leerlauf und Kurzschluß die Verteilungen

Anpassung: $r = 0$

$$U_{1a} = j k_2 U_0 \cdot e^{-j\alpha l} \sin\alpha (l - x)\left[1 + j\frac{k_1 k_2}{2} e^{-j\alpha l} \sin\alpha l\right], \quad (15)$$

Leerlauf: $r = 1$

$$U_{1L} = j\frac{k_1 U_0}{2} tg\,\alpha l\,[e^{-j\alpha x} + j k_1 k_2 \cdot e^{-j\alpha l} \sin\alpha (l - x)], \quad (16)$$

Kurzschluß: $r = -1$

$$U_{1k} = \frac{k_2 U_0}{2} \cdot \frac{1}{\sin\alpha l}\,[\sin\alpha (l - x) - \sin\alpha x \cdot e^{-j\alpha l}]. \quad (17)$$

Man erkennt, wie die allgemeine Formel (17) für kleine Argumente αl der Kreisfunktionen in die auf elementare Weise abgeleitete Formel (7) übergeht. Für kleine αl wird $\cos\alpha l = 1$, $\sin\alpha x = \alpha x$ usw. Damit wird, wenn noch der Einfluß der Kopplung vernachlässigt wird,

$$U_1 = \text{konst}\left[1 - \frac{x}{l} \cdot (1 - r \cdot e^{-j\alpha l})\right]. \quad (18)$$

An Hand der Formel (17) läßt sich daher bestimmen, bis zu welcher Antennenlänge man gehen darf, wenn man mit der einfachen Formel (7) zu arbeiten beabsichtigt. Für größere Antennenlängen muß mit der genaueren Formel (17) gerechnet werden.

Für die Dimensionierung des eigentlichen Reflektometerkörpers, also des Koaxialleiters, der das Hauptfeld führt, gelten die bekannten Regeln. Das wesentliche Meßorgan, die Meßantenne, ist in ihren Abmessungen durch die obigen Betrachtungen festgelegt.

Man wird bestrebt sein, mit der einfachen Formel (7) zu arbeiten, um die Auswertung zu erleichtern, obgleich sich auch für die kompliziertere Formel (17) Nomogramme aufstellen lassen. Hat man aber die Absicht, bei Formel (7) zu bleiben, so wird dadurch die Länge der Antenne je nach gewünschtem Frequenzbereich und der Genauigkeit festgelegt.

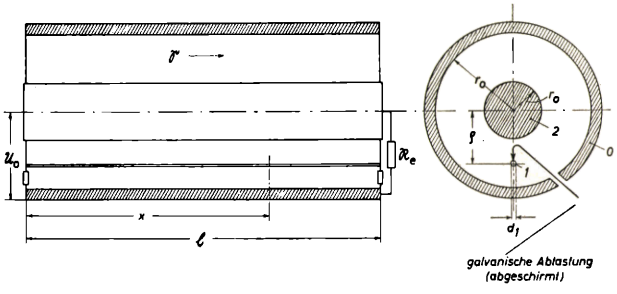


Abb. 9. Das Reflektometer

Der Abschluß der Meßantenne geschieht mit besonders kleinen wendelfreien Schichtwiderständen. Die induktive Komponente dieser Widerstände wird in bekannter Weise durch eine kleine Parallelkapazität (Schraubtrimmer an den Antennenenden) frequenzunabhängig beseitigt. Die Abnahme der Spannung von der Meßantenne erfolgt galvanisch durch einen geschirmten Federkontaktabnehmer (Abb. 9), der über die Antenne gleitet und von oben derart herangeführt wird, daß er das Antennenfeld möglichst wenig stört.

Von Wichtigkeit ist noch die Ermittlung der Wellenwiderstände Z_{10}, Z_{20}, Z_{12} und der Kopplungsfaktoren aus den geometrischen Abmessungen des Reflektometers. Das ist eine elektrostatische Aufgabe, die sich im vorliegenden Fall am besten nach dem Spiegelungsverfahren lösen läßt. Man findet für die Wellenwiderstände die Ausdrücke

$$\left.\begin{aligned} Z_{10} &= 60 \ln \frac{2(r_0^2 - \varrho^2)}{\alpha_1 \cdot r_0} \cdot \frac{\prod_1^\infty \left(1 - \frac{r_0^2}{\varrho^2} \cdot \frac{1}{\alpha^{2n}}\right) \cdot \prod_1^\infty \left(1 - \frac{\varrho^2}{r_0^2} \cdot \frac{1}{\alpha^{2n}}\right)}{\left[\prod_1^\infty \left(1 - \frac{1}{\alpha^{2n}}\right)\right]^2}, \\ Z_{20} &= 60 \ln \frac{r_0}{r_0'}; \quad Z_{12} = 60 \ln \frac{r_0}{\varrho}; \quad k_1 = \frac{Z_{12}}{Z_{10}}; \quad k_2 = \frac{Z_{12}}{Z_{20}}. \end{aligned}\right\} \quad (19)$$

Dabei ist $\alpha = \frac{r_0}{r_0'}$, während die Ausdrücke $\prod_1^\infty$ die unendlichen Produkte der betreffenden Argumente bedeuten. Für ein ausgeführtes Muster eines Reflektometers mit $r_0 = 35$ mm, $\varrho = 24{,}7$ mm, $r_0' = 13{,}5$ mm und $d_1 = 1{,}4$ mm findet man $Z_{10} = 186$ Ohm, $Z_{20} = 57$ Ohm, $Z_{12} = 21$ Ohm, $k_1 = 0{,}113$, $k_2 = 0{,}368$ und $Z_1 = Z_{10}(1 - k_1 k_2) = 178$ Ohm.

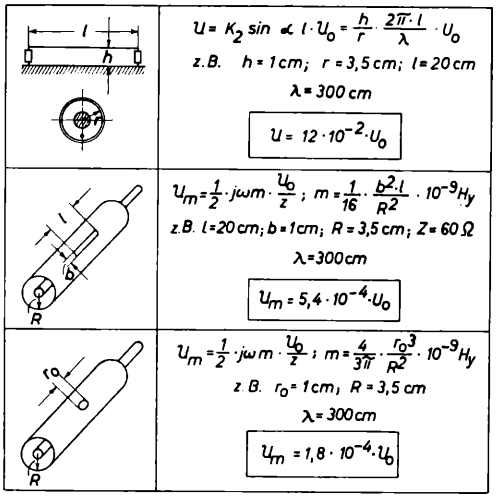


Abb. 10. Empfindlichkeit bei der
a) Langdrahtantenne
b) Schlitz- } Kopplung
c) Loch- }

Die Empfindlichkeit des Reflektometers folgt aus Formel (14). Für den Fall der Anpassung hat man als Meßspannung zur Verfügung

$$|U_{10}| = k_2 \cdot U_0 \cdot \sin \alpha l. \quad (20)$$

Die Empfindlichkeit ist gegeben durch die Kopplung k_2 und die Länge der Meßantenne. In einer Tabelle (Abb. 10) sind die Empfindlichkeiten verschiedener Anordnungen für eine Meßfrequenz von 100 MHz vergleichsweise zusammengestellt worden. Man entnimmt dieser Tabelle, daß die Anordnung mit der Langdrahtantenne bei gleichwertigen Abmessungen etwa um zwei Größenordnungen empfindlicher als Anordnungen mit Schlitz- oder Lochkopplungen ist. Die beiden letzteren Kopplungsarten finden ihr Hauptanwendungsgebiet erst bei wesentlich höheren Frequenzen. Die Empfindlichkeit der Langdrahtantenne ist so groß, daß das im Vorangegangenen geschilderte Meßverfahren ohne Schwierigkeiten über den ganzen Bereich der Kurzwellen bis in den Mittelwellenbereich anwendbar ist. Beispielsweise würde man bei einer Meßantennenlänge von 100 cm und im übrigen den gleichen Abmessungen, wie sie in der Tabelle angegeben wurden, bei $f = 1$ MHz noch immer eine Empfindlichkeit von $U_1 = 0{,}6 \cdot 10^{-2}\, U_0$ erhalten. Das ist eine Empfindlichkeit, die für eine saubere Messung völlig ausreicht, wenn man eine Meßsenderleistung von 1 Watt zur Verfügung hat und als Meßindikator einen Einröhrenverstärker benutzt. Das Meßleitungsprinzip ist damit auch im Mittelwellenbereich noch gut verwendbar.

Das Auswertungsverfahren wurde oben schon kurz gestreift. Die Messung liefert zwei Meßwerte, und zwar je nach dem Meßverfahren entweder

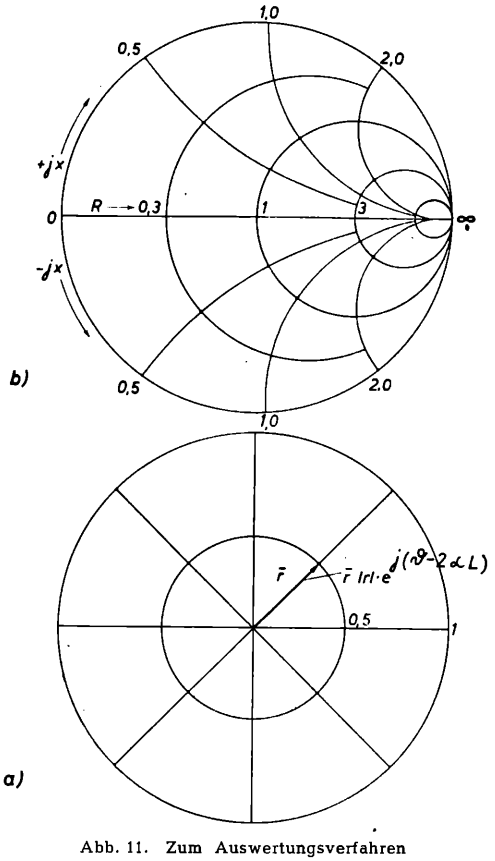


Abb. 11. Zum Auswertungsverfahren
b) Smith-Diagramm, a) r-Diagramm

den unmittelbar an der Meßleitung abgelesenen Reflexionskoeffizienten r und den zugehörigen Phasenwinkel ϑ der Verzögerungsleitung beim Nullverfahren, oder die aus drei Amplitudenmessungen an den Enden und in der Mitte der Meßantenne ermittelten Größen r und a; r und a sind die auf die Spannung am Leitungsanfang bezogenen Spannungen an Leitungsende bzw. in der Leitungsmitte (Abb. 6). Im ersten Fall hat man den Reflexionskoeffizienten unmittelbar, im zweiten Fall erhält man die Phase des Reflexionskoeffizienten durch die in Abb. 6 gezeigte Konstruktion, in der die Formel (7) angewendet wird. In diesem Falle muß der so erhaltene gemessene Reflexionskoeffizient r' noch um den gerätemäßig bedingten Phasenfaktor $e^{-j2\alpha L}$ zurückgedreht werden, um den wirklichen Reflexionskoeffizienten $r = \frac{\Re_2 - Z_{20}}{\Re_2 + Z_{20}}$ zu erhalten. Aus den Werten für Betrag und Phase von r,

die man zweckmäßig auf durchsichtigem Polarkoordinatenpapier einträgt, Abb. 11 a, erhält man die zugehörigen Werte für Betrag und Phase von $\mathfrak{R}_2$, indem man dieses r-Kreis-Diagramm auf das Smith-Diagramm, Abb. 11 b, legt und die betreffenden Werte für $\mathfrak{R}_2$ unmittelbar abliest. Das Smith-Diagramm stellt bekanntlich die Transformation der rechten Halbebene der Widerstandsebene $\mathfrak{R}$ in das Innere des Einheitskreises dar, eben die Transformation $r = \frac{\mathfrak{R} - Z}{\mathfrak{R} + Z}$, um die es sich hier handelt. Die Auswertung verläuft damit genau so einfach wie bei der normalen Meßleitung.

Erwähnenswert ist noch, daß das Reflektometer seine höchste Genauigkeit für Impedanzen zeigt, die in der Nähe des Wellenwiderstandes liegen, im Gegensatz zur Meßleitung, die hier nur relativ ungenaue Ablesungen gestattet. Das hängt mit der grundsätzlich verschiedenen Wirkungsweise beider Anordnungen zusammen.

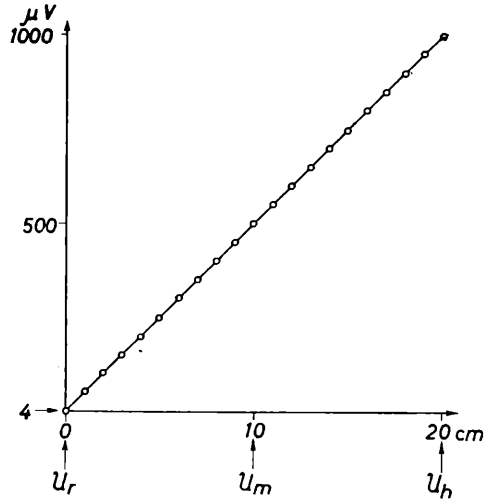


Abb. 12. Gemessene Spannungsverteilung auf der Meßantenne bei Abschluß des Reflektometers

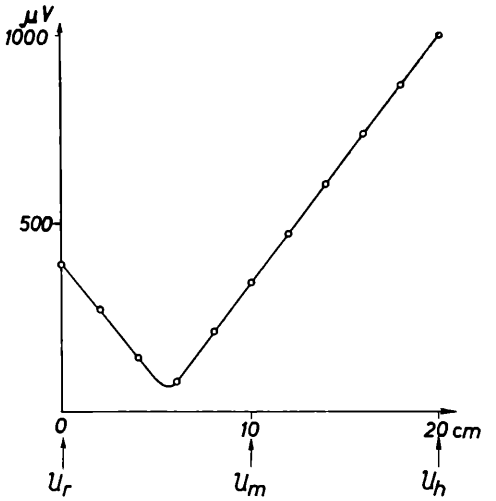


Abb. 13. Gemessene Spannungsverteilung auf der Meßantenne bei beliebigem Abschluß

Ausführungen und Messungen *)

Es sind verschiedene Ausführungsformen untersucht worden. Bei den ersten Anordnungen wurde mit drei bzw. zwei getrennten Antennen gearbeitet, die wahlweise auf den Indikator geschaltet wurden. Die endgültige Anordnung, die den obigen Erörterungen zugrunde lag, bestand aus einer einzigen beidseitig abgeschlossenen Antenne, die durch einen Meßfühler abgetastet wurde. Die Abb. 7 zeigte eine schematische Skizze der Antennenanordnung.

Die Abb. 12 und 13 zeigen als Beispiel zwei gemessene Spannungsverteilungen entlang der Antenne für den Fall des Abschlusses sowie für eine beliebige Impedanz. Abb. 14 zeigt die Abhängigkeit der rückwärtigen Ausblendung der Meßantenne von ihrem Durchmesser für den Fall des reflexionsfreien Abschlusses des Reflektometers.

An zahlreichen Impedanzen wurden Vergleichsmessungen mit der normalen Meßleitung vorgenommen, die, wie zu erwarten, gute Übereinstimmung erbrachten und vor allem die Überlegenheit der neuen Anordnung bei kleinen Reflexionskoeffizienten zeigten. Bei Reflexionskoeffizienten in der Größenordnung von 1 % konnten systematische Änderungen von ‰ reproduzierbar gemessen werden.

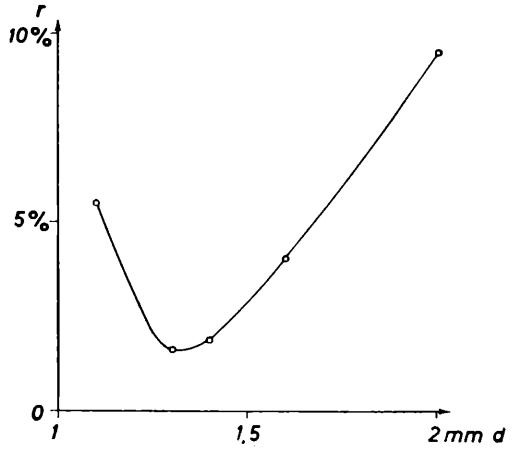


Abb. 14. Abhängigkeit der rückwärtigen Ausblendung vom Durchmesser der Meßantenne

Zusammenfassung

Die Wirkungsweise verschiedener Anordnungen, insbesondere der Richtkoppler, zur Messung der Leistung in Energieleitungen sowie zur Messung von Impedanzen im Bereich hoher Frequenzen wird besprochen. Für die Anwendung im Bereich der längeren Ultrakurzwellen und der Kurzwellen wurde ein neuer Richtungskoppler entwickelt, über dessen Theorie, Ausführung und Vorteile für diesen Frequenzbereich berichtet wird.

Schrifttumsverzeichnis

[1] B. Parzen, Impedance Measurements with Directional Couplers and Supplementary Voltage Probe. Proc. I. R. E. 37 (1949), S. 1209.
[2] Allan and Curlim, The Reflektometer. Proc. I. R. E. Part III, Nr. 39, Jan. 1949.
[3] H. M. Turner and F. T. Mc Namara, Proc. I. R. E. 18 (1930), S. 1743.
[4] E. L. Ginzton and P. S. Goodwin, Proc. I. R. E. 38 (1950), S. 305.
[5] H. Kaden, Loch- und Schlitzkopplungen zwischen koaxialen Leitungssystemen. Zeitschr. f. angew. Phys. Bd. 3 (1951), Heft 2.

(Eingeg. 28. Februar 1952)

*) Die Messungen wurden im Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt von Ing. Danowitz durchgeführt.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 7, JULI 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Dauerprüfung von Nummernschaltern

(Mitteilung aus der Zentralprüfstelle des Fernmeldetechnischen Zentralamtes)

Von **H. J. Kindermann**, Elmshorn

Mit 10 Abbildungen

DK 621.395.66

Es wird eine Vorrichtung für die Lebensdauerprüfung von Nummernschaltern beschrieben und über einige Prüfergebnisse berichtet.

Der Nummernschalter dürfte als dasjenige Teilgerät eines Fernsprechapparates anzusehen sein, das bei verhältnismäßig kompliziertem mechanischem Aufbau am meisten beansprucht wird. Die unüberwachbare Behandlung durch den Teilnehmer und die im Vergleich zu den Amtseinrichtungen schwierigere Pflege bedingen besonders hohe Anforderungen an die Zuverlässigkeit und die Lebensdauer des Nummernschalters.

Für die Prüfung der Nummernschalter auf mechanische Eigenschaften und Genauigkeit der Impulsgabe sind mehrere Prüfverfahren gebräuchlich, die zum Teil auch durch neuere Entwicklungen verbessert wurden [1, 2]. Diese Verfahren erlauben jedoch keine hinreichende Beurteilung der Lebensdauer der Nummernschalter. Es hat sich daher als zweckmäßig erwiesen, in Form von Typen- und Stichprobenprüfungen systematische Lebensdaueruntersuchungen vorzunehmen.

Für diese Untersuchungen wurde eine Prüfvorrichtung entwickelt, die es gestattet, gleichzeitig mehrere Nummernschalter ständig aufzuziehen und wieder ablaufen zu lassen. Im folgenden wird diese Vorrichtung kurz beschrieben und anschließend über einige Ergebnisse der Dauerprüfungen berichtet.

A. Prüfvorrichtung

Die Wirkungsweise der Prüfvorrichtung sei an Hand von Abb. 1 erläutert:

Vor dem Einsetzen in die Prüfvorrichtung wird die Fingerlochscheibe entfernt und durch einen Aufzughebel A ersetzt, der ein drehbares Betätigungsstück B trägt. Nötigenfalls wird auch an Stelle des Fingeranschlages ein Anschlagteil G verwendet. Der so vorbereitete Nummernschalter wird derart in die Prüfvorrichtung eingesetzt, daß er einem Mitnehmer C, der durch Motorantrieb ständig in Richtung des Pfeiles 1 umläuft, gegenübersteht. Der Mitnehmer ist mit einem drehbar gelagerten Mitnehmerglied D ausgerüstet. Von dem Zeitpunkt an, in dem das Mitnehmerglied D das Betätigungsstück B faßt (strichpunktierter Pfeil), wird der Nummernschalter aufgezogen (Fall b), und zwar so lange, bis die Nase E des Mitnehmergliedes D auf einen Anschlag F trifft, wodurch die Mitnahme aufgehoben

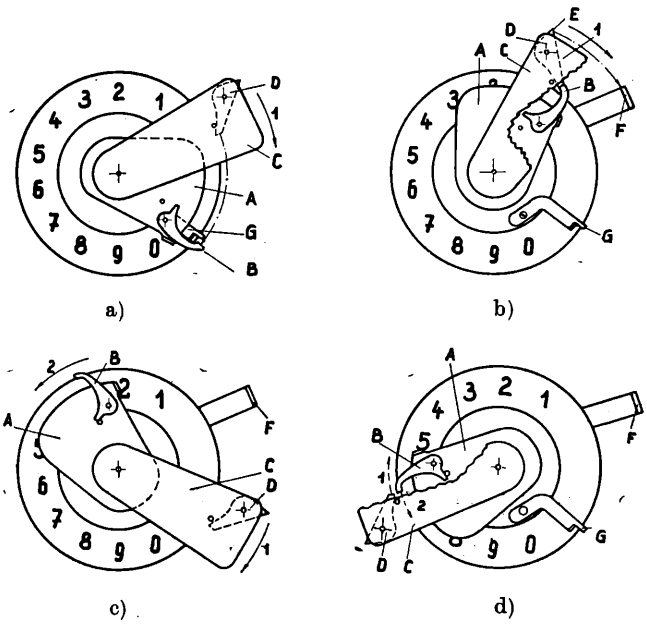


Abb. 1. Wirkungsweise der Prüfvorrichtung
a) Ausgangsstellung
b) Aufzug
c) Ablauf, Beginn
d) Ablauf, Begegnung von Mitnehmer und Aufzughebel

wird und der Ablauf des Nummernschalters in Richtung des Pfeiles 2 beginnt (Fall c). Wenn das Betätigungsstück B den Fingeranschlag bzw. Anschlagteil G erreicht hat, ist der Ablauf beendet und der Ausgangszustand wiederhergestellt. Durch geeignete Lagerungen, Federkräfte und Anschläge für das Betätigungsstück B und das Mitnehmerglied D ist sichergestellt,

daß ein Aufzug nur von der Ruhelage aus möglich ist, nicht jedoch, wenn sich Mitnehmer und Aufzughebel während des Ablaufs des Nummernschalters begegnen (Fall d, Pfeile 1 und 2). Der Anschlag F, der den Aufzug beendet, kann je nach dem gewünschten Aufzugweg eingestellt werden.

Abb. 2 zeigt eine Gesamtansicht der Prüfvorrichtung. Fünf Nummernschalter sind zur Dauerprüfung eingesetzt, von denen bei drei Stück die Vorderseite, bei zwei Stück die Rückseite sichtbar ist. Zwei weitere

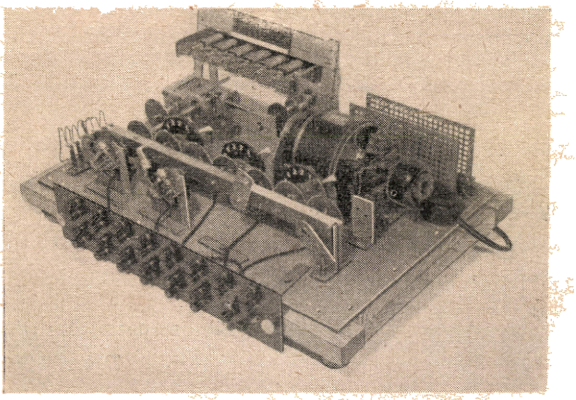


Abb. 2. Prüfvorrichtung, Gesamtansicht

Prüfplätze sind unbesetzt, auf diesen sieht man die Mitnehmer (vorn rechts). Die elektrischen Zählrelais im Hintergrund des Bildes dienen zur Zählung der Ablaufzahlen für jeden Nummernschalter. Außerdem wird die Zahl der Aufzüge durch einen gemeinsamen Umdrehungszähler angezeigt. An der Vorderseite des Gerätes befinden sich für jeden Nummernschalter Anschlußklemmen zum Prüfen der Ablaufeigenschaften.

Die Drehzahl der Prüfvorrichtung beträgt etwa 40 Umläufe des Mitnehmers je Minute, ein Umlauf dauert also etwa 1,5 s. Diese Umlaufgeschwindigkeit bestimmt die Aufzugsgeschwindigkeit des Nummernschalters. Der Aufzug dauert z. B. bei Nummernschaltern 38 bei Betätigung der Ziffer „0" etwa 1,3 s (Abb. 3). Das dürfte einer mittleren im praktischen Betrieb vorkommenden Aufzugsgeschwindigkeit entsprechen. Sofort nach Beendigung des Aufzuges setzt der Ablauf ein, der bei Nummernschaltern 38 im Mittel 1,2 s dauert (12 Be-

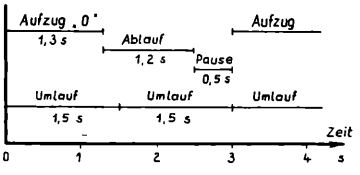


Abb. 3. Zeitdiagramm der Prüfvorrichtung

tätigungen des nsi-Kontaktes). Der Mitnehmer führt inzwischen einen zweiten Umlauf aus. 0,5 s nach Beendigung des Ablaufs des Nummernschalters beginnt der dritte Umlauf des Mitnehmers, bei dem der Nummernschalter erneut aufgezogen wird. Erst bei erheblichen Überschreitungen der Ablaufzeit (um mehr als 40 %, zulässig 10 %) ist der Nummernschalter nicht rechtzeitig vor Beginn des dritten Umlaufs in die Ruhestellung gelangt, er wird dann erst mit dem vierten Umlauf erneut aufgezogen. Bei mittleren Ablaufzeiten der Nummernschalter finden pro Tag etwa 28 000 Aufzüge durch die Prüfvorrichtung statt. Dieser Wert liegt in der gleichen Größenordnung wie bei einer ähnlichen Prüfvorrichtung der Forschungs- und Versuchsanstalt der Schweizer PTT [3], die 30 000 Aufzüge je Tag ermöglicht.

B. Prüfergebnisse

I. Aufzugsleistung

Wenn man als Maß für die Lebensdauer die Anzahl von Aufzügen versteht, die der Nummernschalter leistet, bis er unbrauchbar wird, so hängt die Gesamtdauer der Betriebsfähigkeit des Nummernschalters in erster Linie von der Häufigkeit seiner Benutzung ab, diese wiederum von der Zahl der vom Teilnehmer in einer Zeiteinheit, z. B. in einem Jahr, geführten Gespräche. Auf Grund der statistischen Verteilung der Gesprächshäufigkeit für verschiedene Teilnehmergruppen von den „Wenigsprechern" (unter 500 Gespräche im Jahr) bis zu den „Vielsprechern" (über 8000 Gespräche im Jahr) [4] und unter der Voraussetzung, daß für jedes Gespräch eine sechsstellige Nummer gewählt wird, sind die in Abb. 4 wiedergegebenen Häufigkeitsverteilungskurven für den wahrscheinlichen Ausfall von Nummernschaltern in Abhängigkeit von der Betriebszeit aufgestellt.

Würde man beispielsweise die verlangte Lebensdauer der Nummernschalter auf 50 000 Aufzüge festlegen

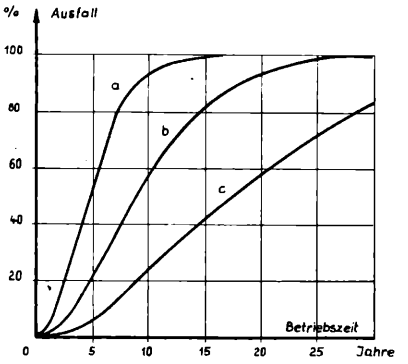


Abb. 4. Häufigkeitsverteilung für den Ausfall von Nummernschaltern bei einer Lebensdauer von a) 50 000, b) 100 000, c) 200 000 Aufzügen

(Kurve a), dann wäre nach fünf Betriebsjahren mit einem Ausfall von etwa 55 % zu rechnen, nach etwa 16 Jahren wären sämtliche Nummernschalter unbrauchbar. Entsprechend längere Betriebszeiten oder geringerer Ausfall ergeben sich beim Heraufsetzen der Lebensdauer auf z. B. 100 000 oder 200 000 Aufzüge (Kurve b bzw. c). Auf Grund dieser Überlegungen sind bei der folgenden Betrachtung der Prüfergebnisse Lebensdauerprüfungen bis zu 200 000 Aufzügen zugrunde gelegt.

II. Funktionsstörungen

Der Ausfall von Nummernschaltern bei Lebensdauerprüfungen kann eintreten durch Funktionsstörungen oder durch unzulässig hohe Veränderungen der Ablaufeigenschaften.

Unter Funktionsstörungen sind Störungen durch Materialbruch, Ermüdungserscheinungen und mechanische Veränderungen zu verstehen, während Veränderungen der Ablaufeigenschaften die Impulsgabe (Impulsdauer und Impulsverhältnis) beeinflussen. Folgende Funktionsstörungen wurden häufig beobachtet.

1. Materialbruch

Als ein besonders stark beanspruchtes Teil zeigte sich bei dem Nummernschalter 38 und ähnlichen Konstruktionen die Achse des Impulsrades. Diese Achse ist ein-

seitig in der Grundplatte befestigt. Durch das ruckartige Abbremsen des Impulsrades am Schluß jedes Ablaufs wird auf die Achse ein stets in gleicher Richtung wirkender Schlag ausgeübt, der sie an der Einspannstelle auf Biegung beansprucht. Diese Beanspruchung hat bei zahlreichen Prüflingen zum Bruch geführt. Die Bruchfläche ist in Abb. 5 vergrößert wiedergegeben, sie läßt die typische Erscheinung des Gewaltbruches erkennen.

Abb. 5. Bruchfläche der Impulsradachse (15fache Vergrößerung)

Zu den stark beanspruchten Teilen sind auch die in den Nummernschaltern vorhandenen Federn zu zählen, insbesondere die Sperrklinkenfeder am Mitnehmer, ferner die Antriebsfeder, die Sperrfeder zum Abbremsen des Impulsrades nach dem Ablauf und die Federn an den Bremsbacken. An diesen Federn sind wiederholt Brüche aufgetreten.

2. Ermüdungen

An den Federn wurden auch häufig Ermüdungserscheinungen beobachtet, insbesondere an der Mitnehmer-Sperrklinkenfeder und an der Impulsrad-Sperrfeder. Eine Ermüdung der Mitnehmer-Sperrklinkenfeder hat zur Folge, daß die Sperrklinke des Mitnehmers nicht mehr sicher einrastet und das Impulsrad beim Ablauf des Nummernschalters nicht mehr sicher mitgenommen wird. Bei einer Ermüdung der Impulsrad-Sperrfeder setzt das Abbremsen des Impulsrades am Schluß des Ablaufes aus, so daß das Impulsrad weiterlaufen und den Impulskontakt zusätzlich betätigen kann.

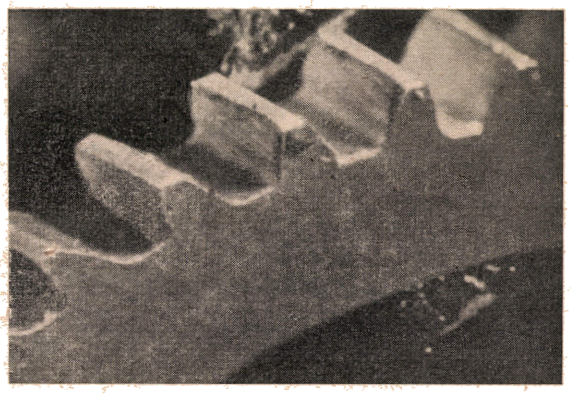
3. Mechanische Veränderungen

Mechanische Veränderungen im Getriebe der Nummernschalter entstehen im allgemeinen durch das Lockerwerden bewegter Teile oder durch vorzeitigen Verschleiß. Dem Lockerwerden sind besonders die Bremsgewichte und deren Halterungen ausgesetzt. Stärkerer Verschleiß wurde an den Lagern der schnell umlaufenden Teile, z. B. der Schneckenachse, und an den Zahnrädern beobachtet. In Abb. 6 ist das zum Antrieb des Fliehkraftreglers im Nummernschalter 38 dienende Schneckenrad dargestellt, und zwar unter a vor und unter b nach einer langfristigen Dauererprobung. Die Abnutzung der Zahnflanken ist deutlich erkennbar.

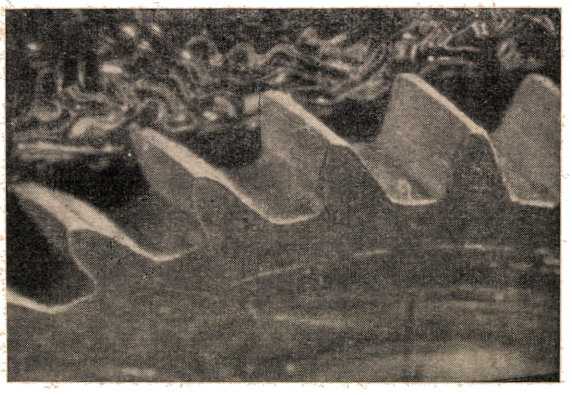
Die Stärke der Abnutzung ist nicht nur von dem verwendeten Schneckenrad-Werkstoff, sondern in hohem Grade auch von der Zahnform abhängig [3].

Die Verschleiß-Erscheinungen haben in vielen Fällen ein gegenseitiges Verklemmen bewegter Teile zur Folge, so daß der Nummernschalter während des Ablaufes stehenbleibt.

Ein Fehler an Nummernschaltern 38 und ähnlichen Konstruktionen, der bei Dauererprobungen häufig auftritt und der auch im praktischen Betrieb wiederholt Anlaß zu Beanstandungen gegeben hat, ist der Rücklauf des Impulsrades beim Nummernschalteraufzug. Bei fehlerfreien Nummernschaltern dieser Art soll das Impulsrad beim Aufzug stillstehen, was durch höhere Reibung zwischen Schneckenrad und Schnecke beim Rückwärtslauf, bedingt durch entsprechende Ausbildung der Verzahnung, erreicht wird. Für den Fehler, daß das Impulsrad beim Aufzug rückwärts mitgenommen wird, wurden bei Dauerprüfungen folgende Ursachen beobachtet:



a) Schneckenrad vor der Dauerprüfung



b) Schneckenrad nach der Dauerprüfung (8fache Vergrößerung)

Abb. 6. Verschleiß am Schneckenrad

a) Zu großes Lagerspiel der Bremsspindel, hervorgerufen durch Verschleiß; hierbei kann das Impulsrad so viel Spiel gewinnen, daß es den Impulskontakt beim Aufzug öffnet.

b) Zu große Reibung zwischen Mitnehmerscheibe und Nockenbuchse am Impulsrad, hervorgerufen z. B. durch Verschmutzung oder durch Verdickung des Schmiermittels; wenn die durch diese Reibung beim Aufzug auf das Impulsrad übertragene Kraft größer ist als der Widerstand, der seiner Rückwärts-Drehung durch die Verzahnung Schneckenrad—Bremsspindel entgegengesetzt wird, wird das Impulsrad rückwärts bewegt.

c) Zu hoher Druck der Sperrklinkenfeder am Mitnehmer; dieser Fehler wirkt ähnlich dem unter b genannten.

III. Veränderungen der Ablaufeigenschaften

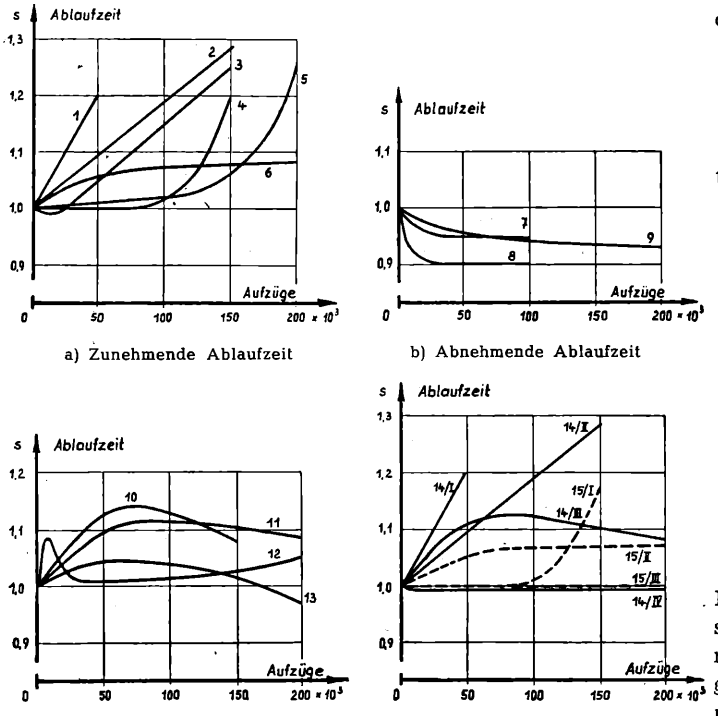
Ein Nummernschalter ist nur so lange als brauchbar anzusehen, wie die von ihm beim Ablauf erzeugten

Stromstöße den zu stellenden Anforderungen entsprechen. Diese Anforderungen sind, wie folgt, festgelegt [5]:

1. Ablaufzeit für 10 wirksame Impulse: 1 s ± 0,1 s.
2. Impulsverhältnis: Unterbrechungs- zu Schließungsdauer = 1,6 : 1, Toleranz: 1,3 : 1 bis 1,9 : 1.
3. Öffnen des Arbeitskontaktes nsa und Schließen des Ruhekontaktes nsr: in dem Zeitpunkt der Beendigung der letzten wirksamen Öffnung des Impulskontaktes nsi. Die zulässige Abweichung von diesem Zeitpunkt ist für die einzelnen Arten von Nummernschaltern verschieden.

Die Bedingungen für Ablaufzeit und Impulsverhältnis sind gegeben durch die Arbeitsweise der durch die Impulse zu steuernden Wählamtseinrichtungen unter Berücksichtigung des Einflusses der Teilnehmerleitung. Sie müssen, insbesondere im Hinblick auf den zunehmenden Selbstwählferndienst, genau eingehalten werden.

1. Ablaufzeit



a) Zunehmende Ablaufzeit
b) Abnehmende Ablaufzeit
c) Zunehmende und abnehmende Ablaufzeit
d) Verbesserung des Verlaufs der Ablaufzeit

Abb. 7. Änderungen der Ablaufzeit

In den Abbildungen 7 a bis d sind an einigen Beispielen typische Erscheinungsformen der Änderung der Ablaufzeiten von verschiedenen Nummernschalter-Fabrikaten dargestellt, und zwar jeweils als Mittelwerte aus mehreren Messungen. In Abb. 7 a sind einige Fälle zusammengestellt, in denen die Ablaufzeit der Nummernschalter ständig zunimmt, die Schalter also im Laufe der Dauerprüfung immer langsamer ablaufen. Als Ursache für diese Erscheinung sind in erster Linie zunehmende Reibungen im Getriebe, z. B. durch sich bildenden Metallstaub oder durch Schmiermittelverdickung, anzusehen. Je nach Konstruktion der einzelnen Fabrikate verläuft die Änderung mit gleichbleibendem Anstieg (Kurven 1 und 2), mit zunächst langsamem und dann immer stärker werdendem Anstieg (Kurven 3, 4 und 5) oder mit zunächst stärkerem und allmählich abklingendem Anstieg (Kurve 6).

Abb. 7 b zeigt einige Fälle mit ständig abnehmender Ablaufzeit, also im Laufe der Dauerprüfung immer schneller ablaufenden Nummernschaltern. Diese Erscheinung erklärt sich vorwiegend durch die Abnutzung der Bremspimpel in den Fliehkraft-Reglern. Je kürzer die Bremspimpel werden, desto schneller muß sich der Fliehkraft-Regler drehen, um wirksam zu werden.

Für einen der Konstruktion des Nummernschalters 38 entsprechenden Fliehkraft-Regler läßt sich an Hand der dynamischen Gleichgewichtsbedingungen folgende Näherungsformel für die Winkelgeschwindigkeit ω ableiten:

$$\omega^2 = K\left(1 - \frac{a}{r}\right),$$

K und a: Material- und Konstruktionskonstanten,
r: Radius der Bremsbahn.

Damit ergibt sich für die Ablaufzeit t des Nummernschalters in Abhängigkeit von der Abnutzungslänge s des Bremspimpels:

$$t = t_0 \sqrt{\frac{1 - \frac{a}{r_0}}{1 - \frac{a}{r_0 + s}}},$$

t_0 und r_0: Ablaufzeit und Bremsbahnradius im Anfangszustand,
a: Konstruktionskonstante.

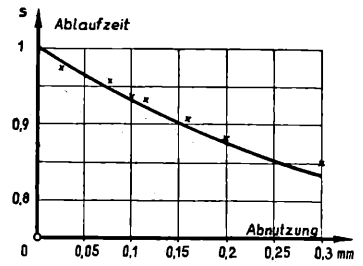
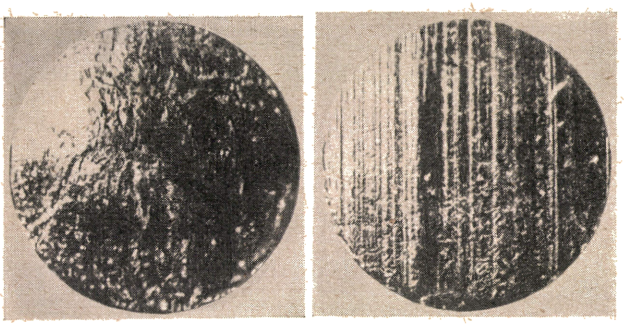


Abb. 8. Einfluß der Bremspimpel-Abnutzung auf die Ablaufzeit

In Abb. 8 ist die Ablaufzeit für den Nummernschalter 38 in Abhängigkeit von der Bremspimpel-Abnutzung, nach dieser Gleichung berechnet, wiedergegeben. Man erkennt, daß schon bei einer Abnutzung um etwa 0,15 mm die untere Toleranzgrenze der Ablaufzeit von 0,9 s erreicht wird. Praktische Versuche haben dieses Ergebnis mit guter Annäherung bestätigt, wie die Meßpunkte beweisen.

Die Kurven nach Abb. 7 b für die Fabrikate Nr. 7, 8 und 9 zeigen einen Verlauf, dessen Grundform der Abb. 8 entspricht, jedoch durch die sonstigen auf das Getriebe des Nummernschalters im Laufe der Dauererprobung wirkenden Einflüsse abgewandelt ist. Die Kurven lassen erkennen, daß die Wirkung der Bremspimpel-Abnutzung zu Anfang stärker ist als im weiteren Verlauf des Dauerversuches. Das ist damit zu erklären, daß die Reibfläche der Bremspimpel im Anfangszustand Unebenheiten aufweist, die sich verhältnismäßig schnell abschleifen; dadurch wird die Reibfläche größer, und die Abnutzung schreitet langsamer fort. In Abb. 9 a und b sind zwei Bremspimpel-Reibflächen in verschiedenen Stadien der Abnutzung dargestellt. Abb. 9 a zeigt eine noch unbenutzte Fläche, deren Unebenheiten zu erkennen sind; sie ergibt beim

Bremsvorgang nur wenige Berührungsstellen mit der Wandung der Bremstrommel. Der Bremspimpel nach Abb. 9 b dagegen, der schon längere Zeit in Gebrauch war, zeigt eine über seine gesamte Bremsfläche verteilte Rillenbildung; bei ihm ist also die Berührungsfläche mit der Wandung der Bremstrommel wesentlich größer.



a) Unbenutzte Fläche b) Fläche nach längerem Gebrauch (15fache Vergrößerung)

Abb. 9. Bremspimpel-Reibflächen

Die Kurven nach Abb. 7 c zeigen einen zunächst ansteigenden und erst späterhin abfallenden Verlauf für die Ablaufzeit. Bei diesen Fabrikaten (Nr. 10 bis 13) wirken sich offensichtlich die an Hand der Abb. 7 a und 7 b erläuterten Erscheinungen aus, und zwar derart, daß zunächst die den Ablauf hemmenden Einflüsse nach Abb. 7 a überwiegen, allmählich abklingen und den beschleunigenden Einflüssen nach Abb. 7 b Raum geben.

Das gleichzeitige Auftreten der verschiedenen hemmenden und beschleunigenden Einflüsse bewirkt bei den meisten Fabrikaten einen gewissen Ausgleich, so daß die Ablaufzeit einigermaßen konstant bleibt oder in zulässigen Grenzen schwankt. Für die Abb. 7 a und 7 b wurden Beispiele gewählt, bei denen sich die eine oder andere Einflußrichtung besonders stark bemerkbar machte. Das Erkennen solcher Einflüsse hat in mehreren Fällen den Herstellerfirmen einen Anhalt zur Verbesserung der Ablaufzeitbeständigkeit ihrer Fabrikate gegeben. Zwei solcher Fälle sind in Abb. 7 d dargestellt. Die erste Musterserie des Fabrikates 14 zeigte den mit 14/I gekennzeichneten Verlauf der Ablaufzeit, bei der zweiten wurde bereits eine Verbesserung entsprechend der Kurve 14/II erzielt, mit Kurve 14/III trat eine weitere Verbesserung ein, und bei den endgültigen Mustern erreichte die Ablaufzeit den sehr guten Verlauf nach Kurve 14/IV. Eine ähnliche Entwicklung nahm das Fabrikat 15 (Kurven 15/I, 15/II und 15/III, gestrichelt gezeichnet).

2. Impulsverhältnis

Das Impulsverhältnis der Nummernschalter, d. h. das Verhältnis von Öffnungs- zu Schließungsdauer des Impulskontaktes, ist in erster Linie durch die konstruktive Ausführung des Impulsrades und die Justierung der Impulskontaktfedern gegeben. Veränderungen des Impulsverhältnisses während einer Dauerprüfung erscheinen nur möglich durch sehr starke Abnutzung des Impulsrades, durch Änderung der Einstellung des Impulsrades gegenüber dem Impulskontakt oder durch Veränderung der Einstellung der Impulskontaktfedern, z. B. durch Ermüdung. Unter diesen Möglichkeiten hat sich bei den bisherigen Dauerprüfungen nur eine so ausgewirkt, daß sie die Impulsgabe wesentlich beeinflußte, nämlich die Änderung der Einstellung des Impulsrades gegenüber dem Impulskontakt. Bei mehreren Mustern zeigte sich eine mit dem Fortschreiten der Dauerprüfung zunehmende Verdrehung der Mitnehmereinrichtung gegenüber dem Impulsrad, wodurch die zeitliche Übereinstimmung zwischen Ende des letzten wirksamen Impulses und Schließen des nsr-Kontaktes gestört wurde.

Abb. 10 zeigt das Impulsdiagramm des Nummernschalters 38, dessen nsi-Kontakt während eines vollen Ablaufes zwölfmal geöffnet wird, wobei jedoch nur zehn Impulse wirksam werden, während die letzten beiden durch rechtzeitiges Schließen des nsr-Kontaktes überbrückt werden (voll ausgezogene Linien, normaler Impulsverlauf). Infolge fehlerhafter Justierung oder aber bei Verdrehungen des Impulsrades in der oben geschilderten Weise sind folgende Fehler möglich:

Fall a: Bei zu frühem Schließen des nsr-Kontaktes (gestrichelte Linie a) wird ein Teil des zehnten Impulses unterdrückt, der zehnte Impuls wird verkürzt.

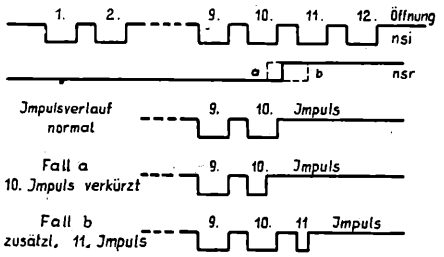


Abb. 10. Impuls-Diagramm

Fall b: Bei zu spätem Schließen (gestrichelte Linie b) oder nicht sicherer Kontaktgabe des nsr-Kontaktes wird noch ein Teil der elften Öffnung des nsi-Kontaktes als zusätzlicher Impuls wirksam.

C. Zusammenfassung

Die Lebensdauer von Nummernschaltern ist für die Beurteilung ihrer praktischen Brauchbarkeit von besonderer Bedeutung. Die Prüfergebnisse mit Hilfe einer mechanisch betriebenen Prüfvorrichtung lassen erkennen, in welcher Weise die Lebensdauer der Nummernschalter durch Funktionsstörungen und Veränderungen der Ablaufeigenschaften beeinflußt wird.

Die gewonnenen Erkenntnisse haben es ermöglicht, die für den praktischen Betrieb zuverlässigsten Fabrikate auszuwählen und der Fachindustrie Hinweise für eine Verbesserung und Weiterentwicklung ihrer Fabrikate zu geben.

Schrifttumsverzeichnis

[1] R. Kallen, Stroboskopische Messung der Impulsfrequenz von Nummernschaltern. Techn. Mitt. der Schweizer PTT (1949), H. 4, S. 186.

[2] W. Hinze und O. Sedlmayr, Nummernschalter-Prüfeinrichtung. FTZ (1951), H. 10, S. 438.

[3] E. Anderfuhren, W. Peter und H. Künzler, Untersuchungen an Nummernschaltern. Technische Mitt. der Schweizer PTT (1950), H. 6, S. 209.

[4] H. Riebeling, Die Ermittlung des Verkehrs und des Wähler- und Leitungsbedarfs für Fernsprechwählanlagen. Fernmelde-Praxis (1951), H. 19, S. 585.

[5] Abnahme-, Einstell- und Schmiervorschriften für Nummernscheiben. RPZ-Normblätter 42 251/1 bis 42 251/9.

(Eingeg. 21. Jan. 1952)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über die Eignung des Grenz- und Ultrakurzwellenbereichs für den Aufbau eines Rheinfunk-Sprechdienstes

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **W. Kronjäger** und **H. Wallor**, Darmstadt

Mit 8 Abbildungen

DK 621.396.5

Der Rheinfunk-Sprechdienst bezweckt, Schiffen während der Fahrt eine Sprechmöglichkeit in das öffentliche Fernsprechnetz zu bieten. Es wird über Messungen und Untersuchungen im Grenzwellen-, 2 m-, 4 m- und 7 m-Bereich berichtet.

Über die grundsätzlichen Fragen eines Rheinfunk-Sprechdienstes und seine Vorgeschichte ist bereits an anderer Stelle ausführlich berichtet worden [1]. Die Versuche der DBP für den Aufbau dieses Dienstes begannen im Herbst 1948 im Grenzwellenbereich zwischen 1600 und 3000 kHz. Von der etwa 700 km langen Rheinstrecke auf deutschem Gebiet wurde zunächst die Gebirgsstrecke zwischen Rüdesheim und Koblenz als schwierigster Teil des Rheinverlaufs für die Versuche ausgewählt. Aufstellungsorte der Funkanlagen waren das Jagdschloß Niederwald bei Rüdesheim für die Empfangsstelle und die Ruine Rossel — in etwa 1 km Entfernung vom Jagdschloß — für die Sendestelle. Die Höhe beider Aufstellungsorte betrug etwa 340 m über NN und etwa 260 m über dem Flußspiegel.

Der eingesetzte Landsender hatte eine Trägerleistung von 200 W und strahlte seine Energie über eine T-Antenne ab. Die Strahlungsleistung betrug rd. 40 W. Auf der Empfangsstelle stand ein Überlagerungsempfänger (Telefunken E 52) zur Verfügung. Für den Empfang erwies sich eine Eindraht-Vertikalantenne (Länge 15 m) als günstig.

Ein von der Wasser- und Schiffahrtsdirektion Eltville a. Rhein für diese Versuche bereitgestelltes Schiff wurde mit einem Sprechfunksender und einem Überlagerungsempfänger ausgerüstet. Um vollen Gegensprechverkehr durchzuführen, wurden zwei möglichst gut gegeneinander entkoppelte Doppel-T-Antennen für Senden und Empfang verwendet. Bei einer Trägerleistung des Schiffssenders von 10 W und einer wirksamen Höhe der Antenne von 3,5 m betrug die Strahlungsleistung 3 bis 4 W.

Zur Ermittlung der Reichweite des Landsenders wurde seine Feldstärke auf dem Schiff gemessen. Aus Abb. 1 ist der Feldstärkeverlauf in der Gebirgsstrecke zu ersehen. Feldstärkeschwankungen im Verhältnis 1 : 3, hervorgerufen durch Reflexionen der Wellen an den Gebirgswänden und bei der Durchfahrt des Schiffes unter Brücken, wurden mit dem Feldstärkemeßgerät beobachtet; sie wirkten jedoch bei den Sprechversuchen nicht störend, da die eingesetzten Empfänger mit Schwundregelung arbeiteten. Für die Bemessung des Verkehrsbereiches einer Landfunkstelle wurden außer Feldstärkemessungen und Sprechversuchen Messungen des Signal-zu-Geräusch-Verhältnisses durchgeführt, wobei der Sender mit einem Meßton von 800 Hz moduliert wurde. Um einen Mindest-Störabstand von 15 db zu erzielen, wurde für die Empfangsanlage des Schiffes bei Betrieb während der Tagesstunden eine Feldstärke von etwa 20 µV/m benötigt. Für den Landsender ergab sich danach eine Reichweite der Bodenwelle in Richtung Koblenz von 36 km und in Richtung Mannheim von 55 km. Die Sprechversuche ergaben, daß in dem durch Messungen festgelegten Versorgungsbereich während der Tagesstunden eine gute Verständigung auch in der Gebirgsstrecke möglich ist.

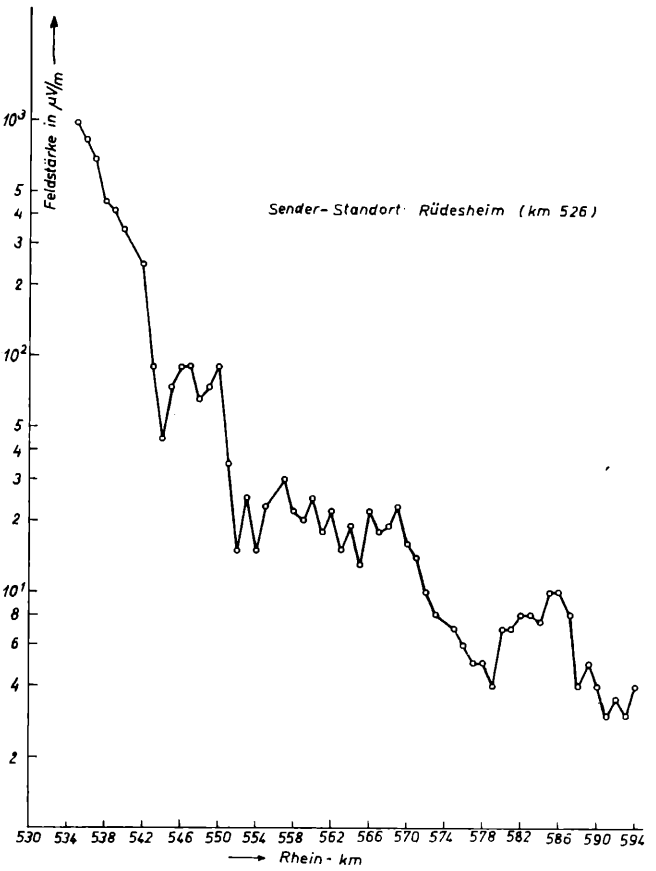


Abb. 1. Feldstärkeverlauf des Grenzwellen-Senders Rüdesheim längs der Gebirgsstrecke

Auf der 1. Rheinfunkkonferenz in Den Haag im Frühjahr 1949 [1] kamen die beteiligten Verwaltungen zu dem Entschluß, den Sprechfunkdienst für die Rheinschiffahrt versuchsweise auf Grenzwellen durchzuführen.

Für den oberen Teil des Rheins war die Errichtung je einer festen Landfunkstelle durch die Schweiz und durch Frankreich vorgesehen. Anschließend an den Bereich der französischen Landfunkstelle bis zur holländischen Grenze wurde der Ausbau des Landnetzes von der DBP eingeleitet.

Als erste feste Landfunkstelle wurde die Versuchsfunkstelle auf dem Jagdschloß Niederwald und der Ruine Rossel zusammengefaßt und aus betrieblichen Gründen im Verstärkeramt Rüdesheim aufgebaut. Der technisch ungünstigere Aufstellungsort im VerstA ergab zwar eine Verkleinerung des Versorgungsbereichs um etwa 10 km für die Gebirgsstrecke, ersparte aber

Kapitalaufwand und laufende Kosten. Der Verkehrsbereich dieser Landfunkstelle erstreckte sich zunächst von Worms bis nach Nieder-Lahnstein.

Schon nach kurzer Zeit war zu erkennen, daß sich das Hauptverkehrsbedürfnis auf die großen Häfen konzentrierte. Die zweite feste Landfunkstelle wurde daher in Mannheim aufgebaut. Auch hier wurden die Geräte im posteigenen Gebäude, im Fernamt Mannheim, aufgestellt. Dem Wunsch der Reedereien und des Badischen Hafenamts entsprechend, wurde der Verkehrsbereich dieser festen Landfunkstelle für den Hafen Mannheim bemessen. Der Landsender hat daher nur eine Trägerleistung von 50 W. Versuche und Messungen zeigten, daß der Hafen Mannheim mit seiner beträchtlichen Ausdehnung hiermit gut versorgt werden konnte. Der Verkehrsbereich dieser Rheinfunkstelle wurde auf das Gebiet zwischen Speyer und Worms begrenzt und brachte somit den Anschluß an den Rüdesheimer Bereich. Abb. 2 zeigt die Feldstärkewerte vom Mannheimer Hafen in Richtung Speyer. Die Aufstellung der Geräte im Gebäude des Fernamtes ergab viele betriebliche und technische Vorteile

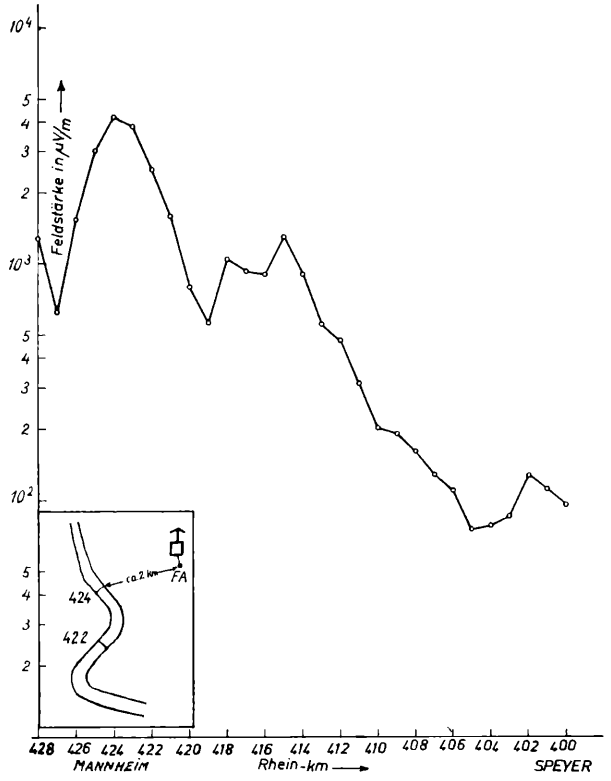


Abb. 2. Feldstärkeverlauf des Grenzwellen-Senders Mannheim in Richtung Speyer

insofern, als der Sender im Hauptstörzentrum des Hafens die größten Feldstärkewerte und damit ein günstiges Signal-zu-Rausch-Verhältnis liefert. Störungen in Rundfunk-Einkreisempfängern in der unmittelbaren Umgebung des Fernamtes konnten durch Frequenzwechsel des festen Landsenders und Einbau von Sperrkreisen in die Empfänger behoben werden.

Parallel zu dem Ausbau des Landnetzes wurde mit der Einrichtung von Bordfunkstellen begonnen. Da für den Sprechfunkdienst auf dem Rhein noch keine betrieblichen Erfahrungen vorlagen, entschloß sich die DBP, eine kleine Anzahl von Schiffen mit posteigenen Anlagen auszurüsten und diese an die interessierten Reedereien zu vermieten. Zu diesem Zweck wurden in den beiden größten Rheinhäfen Duisburg und Mannheim zwei Rheinfunkwerkstätten eingerichtet, die mit der Ausrüstung und Wartung der Schiffs- und Landfunkanlagen beauftragt wurden.

Zur Vervollständigung des Landnetzes bis zur holländischen Grenze wurden zwei weitere feste Landfunkstellen im Postamt Köln-Sürth und im Verstärkeramt Wesel eingerichtet. Eine Übersicht über das gesamte Netz ist in Abb. 3 gegeben.

Damit waren die technischen und betrieblichen Voraussetzungen für einen Erprobungsbetrieb geschaffen. Bei diesem Erprobungsbetrieb mit vorerst wenigen Schiffen, die zumeist nur in den Häfen Duisburg und Mannheim verkehrten und mit großen Signalspannungen arbeiteten, war die Störanfälligkeit des

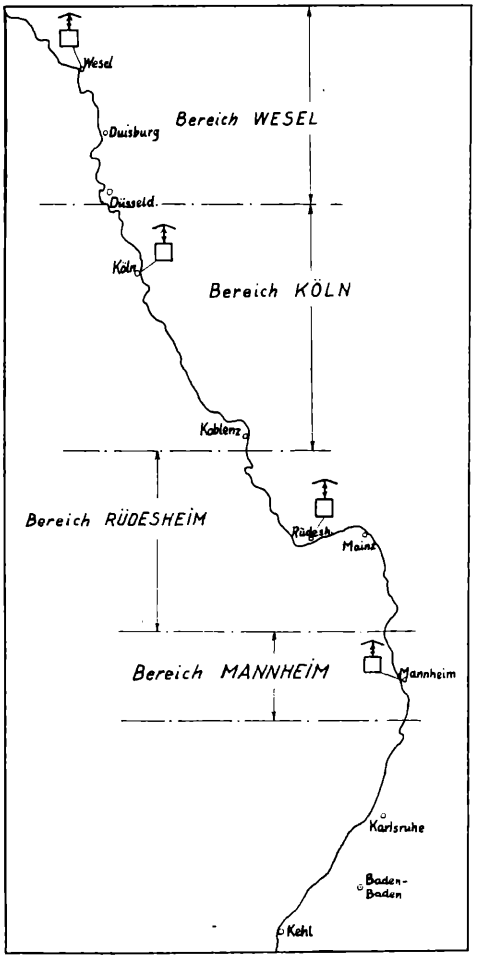


Abb. 3. Übersicht über die Grenzwellen-Versorgungsbereiche des Rheinfunk-Netzes

Dienstes während der Tagesstunden verhältnismäßig gering. Außer stärkeren atmosphärischen Störungen in den Sommermonaten können jedoch bei zunehmender Dunkelheit, bedingt durch die Ausbreitungseigenschaften der Grenzwelle, beträchtliche Störungen durch ferne Sender auftreten. Ein Betrieb während der Dunkelheit ist daher nur schwer durchführbar.

Da der Rheinfunkdienst mit vollem Gegensprechen (Duplexbetrieb) arbeitet, sind für Sender und Empfänger je eine Antenne erforderlich. Es ist jedoch schwierig, auf kleinen Schiffen genügend große Antennen errichten zu können, die gegeneinander ausreichend entkoppelt sind. Weitere Schwierigkeiten für

den Grenzwellenbereich sind zu erwarten, wenn die Teilnehmerzahl stark anwächst, da durch den bestehenden Frequenzmangel in diesem Bereich keine neuen Kanäle zur Verfügung gestellt werden können. In den großen Hafengebieten von Mannheim und Duisburg, eventuell noch in dem Teil der Gebirgsstrecke, der wegen der starken Strömung nur mit zwei Schleppkähnen befahren werden kann und einen Lotsendienst erfordert, werden sehr bald weitere örtliche Verkehrskreise notwendig werden. Für diese Gebiete dürfte es zweckmäßig sein, UKW-Stationen aufzubauen, die den Grenzwellenbereich entlasten und später in ein UKW-Netz längs des Rheins eingegliedert werden können.

Die Einführung des UKW-Bereiches als endgültige Lösung für den Aufbau eines Rheinfunkdienstes war auch das Ergebnis der 2. Haager Rheinfunkkonferenz Ende April 1950 [2]. Die Verwaltungen sollten jedoch durch Versuche die Eignung der UKW-Frequenzen in den Bereichen von 31,7 bis 41 MHz, 70 bis 87,5 MHz und 156 bis 174 MHz sowie das günstigste Modulationsverfahren — Amplituden- (AM) oder Frequenzmodulation (FM) — ermitteln. Ausbreitungsmessungen wurden für den 4-m- und 7-m-Bereich bereits im Herbst 1949 durchgeführt [3]. Da für den 2-m-Bereich bei der deutschen Industrie noch keine Geräte greifbar waren, wurden uns diese freundlichst von der holländischen Postverwaltung für beide Modulationsarten leihweise zur Verfügung gestellt, auch für den 4-m-Bereich. Die Messungen wurden jedoch hauptsächlich im 2-m-Bereich durchgeführt, da bei der Eignung dieses Bereichs die Vorteile einer Anschlußmöglichkeit an den Hafenfunk vorliegen, für den laut Frequenzverteilungsplan von Atlantic City der 2-m-Bereich vorgesehen ist.

Die Versuche wurden in der Zeit vom November 1950 bis Februar 1951 durchgeführt. Sie erstreckten sich insbesondere auf die Verhältnisse in der Gebirgsstrecke zwischen Rüdesheim und Koblenz, teilweise auch auf den Mannheimer Hafen. Zur zahlenmäßigen Bewertung des Versorgungsbereiches wurde die Empfängereingangsspannung der Fahrzeuganlage registriert, d. h. es wurden relative Feldstärkemessungen gemacht. Um ferner die Auswirkung von Feldstärkeschwankungen — bedingt durch die Ausbreitungsverhältnisse — auf die Güte der Verständlichkeit ermitteln zu können, wurden die Messungen durch Betriebsversuche ergänzt.

Bei früheren Messungen hatte sich als Aufstellungsort der festen Landfunkstelle die Fleckertshöhe als ein sehr günstiger Punkt zur Versorgung der Gebirgsstrecke ergeben. Sie liegt bei Boppard und hat eine Höhe von 531 m über NN; die Höhe des Flußspiegels bei etwa 80 m über NN.

[redacted]ergleiche zwischen den Modulationsarten durch- zu können, wurden sowohl auf der Land- als [redacted]f der Fahrzeugseite je eine AM- und eine [redacted]age eingesetzt. Als Antennen wurden die vor- [redacted]n Antennen der Firmen Link und Pye be- [redacted]r die Feststationen in der Ausführungsform [redacted]Strahlern mit Mantelwellenschutz und verti- [redacted]arisation. Sie wurden in einem Abstand von [redacted]einander und in einer Höhe von 10 m über [redacted]oden angebracht. Wie durch Feldstärkemes- [redacted]gestellt wurde, war die Trägerleistung des [redacted]viermal so groß wie diejenige des AM-Senders, d. h. die Feldstärkewerte lagen im Verhältnis 2 : 1 zueinander.

Die Fahrzeuganlagen waren an Bord eines Motorschiffes so aufgebaut, daß sich die vertikalen $\lambda/4$-Antennen in einer Höhe von etwa 4 m über dem Wasserspiegel befanden, wobei der Schiffskörper als Gegengewicht diente. Zur Ermittlung der Empfänger-Eingangsspannung wurde der mit Hilfe einer Gleichstrom-Verstärkerstufe verstärkte Strom des 1. Begrenzers der FM-Anlage registriert. Die Eichkurve ist in Abb. 4

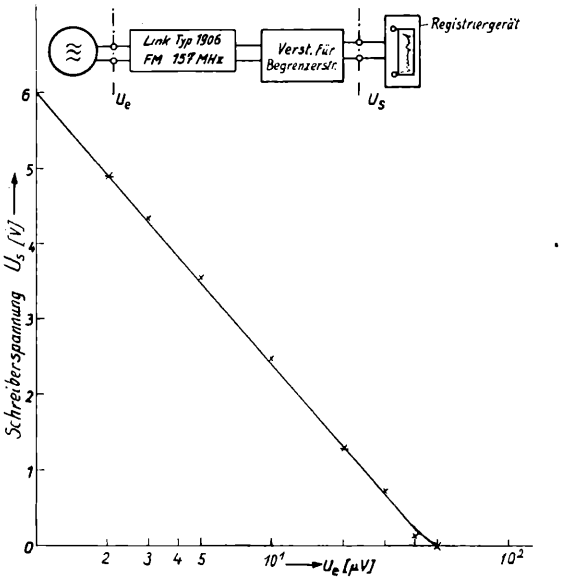


Abb. 4. Eichkurve der Meßapparatur zur Registrierung der Eingangsspannung (U_e) eines 157-MHz-FM-Empfängers

wiedergegeben. Wie man sieht, können Eingangsspannungen bis zu etwa 1 μV herab noch registriert werden. Zur Ermittlung der Feldstärke aus der Empfängereingangsspannung ist diese etwa mit dem Faktor 4 zu multiplizieren.

Ein Beispiel einer derartigen Registrierung ist im Auszug in Abb. 5 wiedergegeben. Sie zeigt starke Interferenzen, die infolge der Trägheit des Schreibsystems noch etwas abgeflacht sein können.

Da nur ein kurzes Stück der in Abb. 6 dargestellten Meßstrecke von dem Standort der festen Landfunkstelle einzusehen war (km 558 bis km 560), wird der überwiegende Teil des durchfahrenen Gebietes über indirekte Strahlung versorgt. Bei der vorliegenden Fahrzeuggeschwindigkeit von 12 km/h (Bergfahrt), bzw. 20 km/h (Talfahrt) traten Interferenzen auf mit einer Schwundhäufigkeit bis zu 3 bis 4 je Sekunde.

Eine Auswertung über die gesamte Meßstrecke zeigt Abb. 7; zur besseren Übersicht der örtlichen Verhältnisse sind Ortsangaben beigefügt. Die Kurve stellt die Umhüllende um die Registrierwerte dar, gibt also den Bereich an, innerhalb dessen die Eingangsspannung des Empfängers schwankt. Eine gute Verbindung war immer dann zu erzielen, wenn der Kleinstwert der Empfängereingangsspannung bzw. die Feldstärke des Senders noch so groß war, daß sich ein genügender Abstand des Signals vom Grundgeräusch (> 20 db) ergab. Da die Feldstärke unterschiedlich sein kann, je nach dem Standort des Schiffes auf dem Fluß, wurden die Registrierungen mehrfach durchgeführt. Die nachstehend beschriebene Auswertung, für eine Berg- und Talfahrt getrennt durchgeführt, ergab Abweichungen

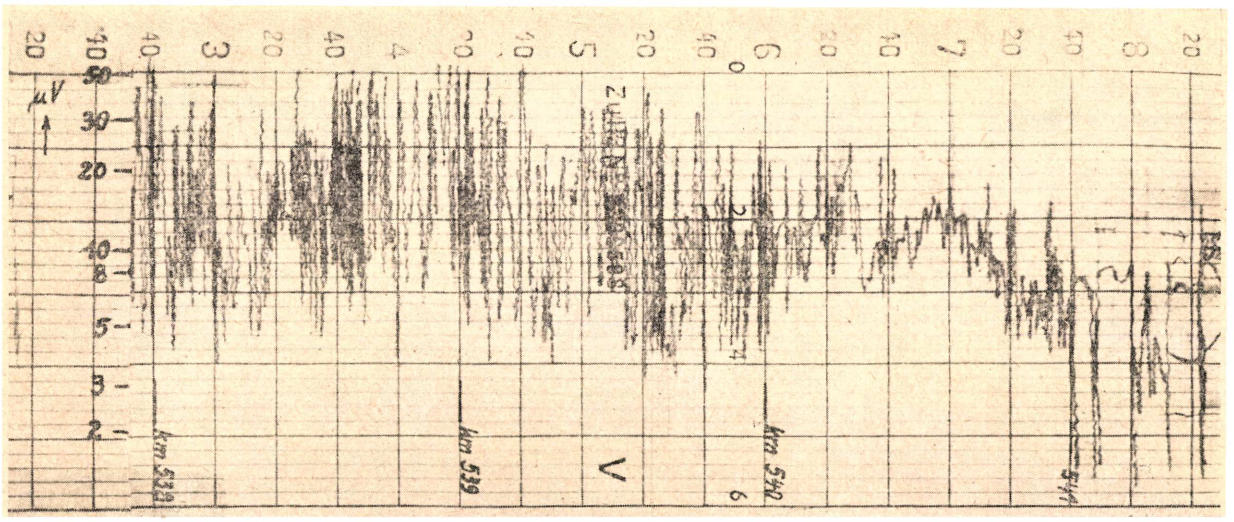


Abb. 5. Beispiel einer UKW-Registriermessung ($\lambda = 2$ m) mit starken Interferenzen

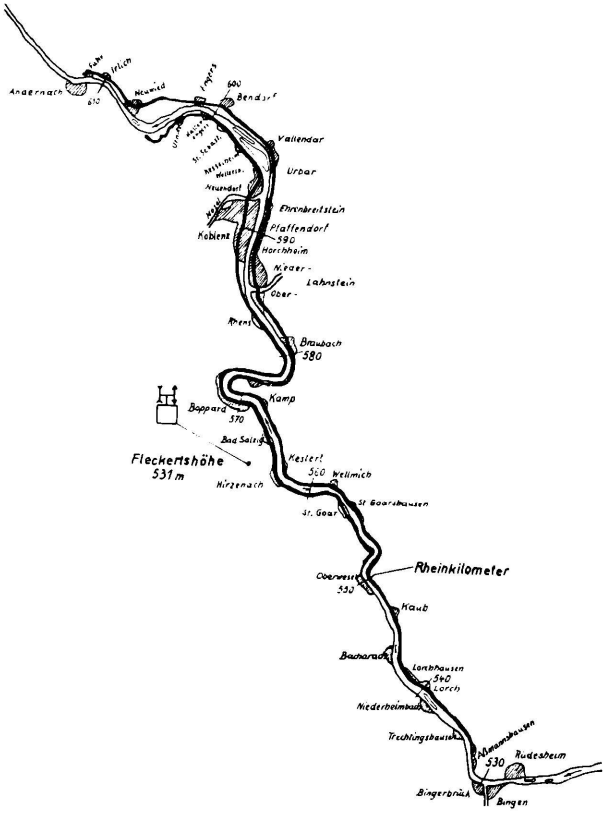


Abb. 6. Übersicht über die Meßstrecke

der Werte gegeneinander von weniger als 10 %. Die durch mehrfache Meßfahrten längs derselben Strecke ermittelten Feldstärkekurven stimmen in ihrem grundsätzlichen Verlauf mit der in Abb. 7 wiedergegebenen Kurve überein. Das gleiche gilt auch im 7-m-Bereich, da der Feldstärkeverlauf weitgehend durch die geologische Beschaffenheit des durchfahrenen Gebietes bestimmt wird.

Zur Bewertung der beiden Modulationsarten wurde nunmehr derjenige Anteil der Meßstrecke ermittelt, für den beide Anlagen das gleiche Signal-zu-Geräusch-Verhältnis ergaben („Versorgungsbereich"). Wie aus dem meßtechnisch ermittelten Empfindlichkeitsverlauf in Abb. 8 für die AM- und FM-Empfänger folgt, benötigt der 2-m-AM-Empfänger für einen Geräuschabstand von 3 N (26 db) eine Empfängereingangsspannung von 10 µV und der 2-m-FM-Empfänger eine solche von 2 µV. Beide Fahrzeuganlagen sind als gleich zu bewerten, da sie für den gleichen Betriebszustand praktisch die gleiche Leistung aus der Batterie entnehmen. Unter Zugrundelegung des Geräuschabstandes von 3 N ergab nun die Auswertung bei einer Länge der Meßstrecke (km 530 bis km 605) von 75 km = 100 % für die AM-Anlage einen Versorgungsbereich von rund 60 %, für die FM-Anlage einen solchen von rund 95 %. Wie aus der Abb. 8 ersichtlich, erreicht zwar der AM-Empfänger bei höheren Eingangsspannungen einen größeren Geräuschabstand. Dies ist keine Eigenart des Modulationsverfahrens, sondern eine zufällige Geräteeigenschaft und überdies für den praktischen Einsatz ohne Belang, da ein Wert von 3 N (26 db) völlig ausreichend ist. Für den Schnittpunkt der AM-FM-Kurven — entsprechend einer Eingangsspannung von 25 µV — ergibt sich ein Anteil von rund 30 % der Versorgungsstrecke, für den also beide Anlagen den gleichen Geräuschabstand von 3,5 N (31 db) ergeben. Die vorstehenden Untersuchungen stützen sich auf die Leistungen zweier einzelner Geräte, von denen angenommen wurde, daß sie für beide Modulationsarten einen guten Stand der Technik verkörperten. Da der Unterschied sehr erheblich zuungunsten der AM-Anlage spricht, sei zum Vergleich noch das 4-m-AM-Gerät herangezogen, das bereits bei einer Eingangsspannung von 4 µV einen Signal-Geräusch-Abstand von 3 N (26 db) ergibt (Abb. 8). Der Versorgungsbereich beträgt dann rund 70 % der Meßstrecke, liegt also immer noch rund 20 bis 25 % unter dem Bereich, der mit der FM-Anlage zu erzielen ist.

Die Betriebsversuche erstreckten sich auf Sprechversuche mit der Landfunkstelle, wobei infolge der derselben fernab vom Leitungsnetz von einer Umschaltung der Gespräche in das öffentliche Netz gesehen wurde. Zusätzlich wurden noch Regelungen des Signal-zu-Geräusch-Verhältnisses durchgeführt, wobei die Landsender mit einem Meßton von 800 Hz moduliert wurden. An Stellen kleiner Feldstärkewerte zeigten sich starke Pegelschwankungen. Diese ergeben sich auf Grund von Interferenzen — wie bereits erwähnt — bei den vorliegenden Fahrzeuggeschwindigkeiten eine Schwundhäufigkeit

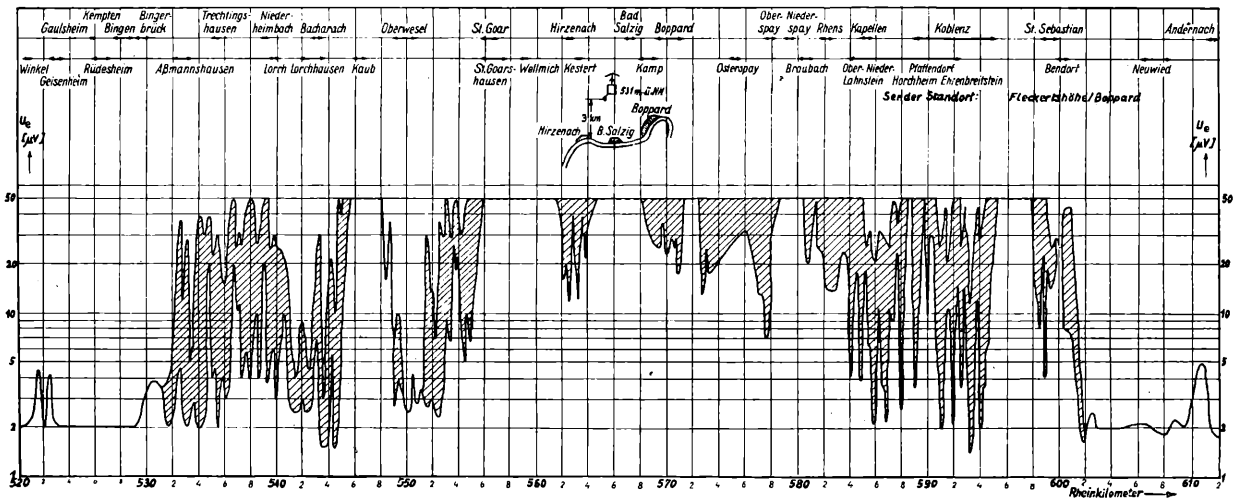


Abb. 7. Feldstärkeverlauf des ortsfesten 2 m-Senders längs der gesamten Meßstrecke

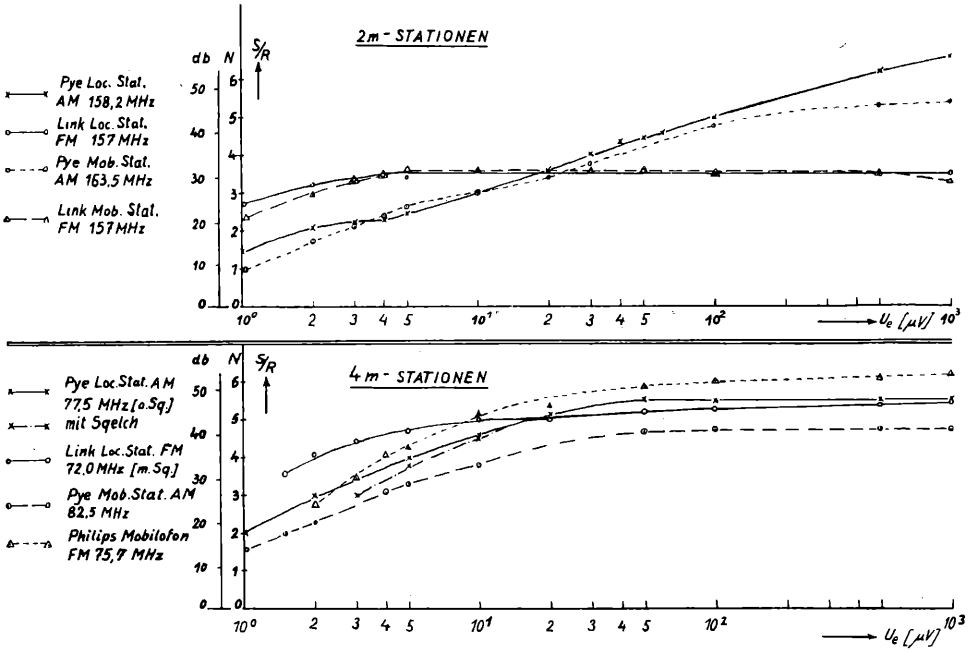


Abb. 8. Empfindlichkeitsverlauf von AM- und FM-Empfängern für den 2 m- und 4 m-UKW-Bereich (S/R = Signal zu Rausch-Verhältnis, U_e = Empfängereingangsspannung)

4 je Sekunde hatten. Sie traten bei beiden Modulationsarten immer dann auf, wenn eine Mindesteingangsspannung des Empfängers von etwa 1 bis 2 µV unterschritten wurde. Neben diesen Pegelschwankungen ergaben sich bei beiden Modulationsarten im Rhythmus der Interferenzen Störgeräusche in Form kurzer, scharfer Zischlaute. Sie sind auch bei unbesprochenem Landsender vorhanden, und zwar sowohl bei ein- als auch bei ausgeschaltetem Geräuschunterdrücker (Squelch). Bei den Betriebsversuchen waren weiterhin keine merkbaren Unterschiede zu erkennen, wenn an Stelle der vertikal polarisierten Antennen horizontal polarisierte Antennen verwendet wurden.

Eine klare Überlegenheit zeigte die Modulationsart FM ferner noch gegenüber Störungen, die durch eine längs eines Teiles der Versuchsstrecke parallel geführte Hochspannungsleitung hervorgerufen wurden. Sie ergaben bei AM bereits erhebliche Störgeräusche, während bei FM noch nichts zu erkennen war.

Durch Maßnahmen auf der Antennenseite der Land- und Fahrzeugstationen sowie durch Einsatz von Mehrfachanlagen sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite soll versucht werden, die bei den durch Interferenzen bedingten Feldstärkereinbrüchen auftretenden, kurzzeitigen Zischlaute zu beseitigen. Die Versuche sind jedoch noch nicht abgeschlossen.

Gleichartige Versuche wurden im Mannheimer Hafen durchgeführt. Es zeigte sich, daß es möglich war, den Hafen mit einer Ausdehnung von etwa 15 km durch eine 2-m-Anlage gut zu versorgen. Die Antennen der Landanlage waren hierbei in einer Höhe von etwa 40 m über dem Erdboden aufgebaut. Von den Verbesserungsmöglichkeiten, die sich durch den Einsatz von Richtantennen ergeben, wurde aus Zeitgründen bisher weder bei diesen Versuchen noch bei Versuchen innerhalb der Gebirgsstrecke Gebrauch gemacht. Wie zu erwarten war, traten innerhalb der Hafenbecken starke Feldstärkeunterschiede und Interferenzen auf,

die teilweise ebenfalls die vorerwähnten Störgeräusche in Form kurzer, scharfer Zischlaute ergaben. Auch hier sind Verbesserungsversuche im Gange.

Zusammenfassend ist zu sagen:

Bei dem Einsatz der 2-m-Welle war bei der Wahl für die Ausbreitung günstiger Aufstellungsorte eine ausreichend gute Versorgung sowohl des Mannheimer Hafens als auch der Gebirgsstrecke zwischen Rüdesheim und Koblenz zu erzielen. So waren von der etwa 80 km langen Gebirgsstrecke bei FM rund 70 km und bei AM rund 50 km gut zu versorgen, wobei der gleiche Feldstärkeverlauf längs der Versuchsstrecke und das gleiche Signal-zu-Geräusch-Verhältnis zugrunde gelegt waren. Diese Bereiche einer guten Versorgung sind jedoch nicht zusammenhängend; sie sind durchsetzt von kurzen toten Zonen, die durch Bergabschattungen entstehen.

Da also die FM eine größere Reichweite und eine erhöhte Störsicherheit ergibt, ist sie der AM vorzuziehen, selbst unter Berücksichtigung der voraussichtlich etwas höheren Anforderungen für den Wartungsdienst bei FM-Geräten.

Neben dem 2-m-Bereich sind auch der 4-m- und 7-m-Bereich durchaus geeignet, wie Betriebsversuche mit der 4-m-Welle im Mannheimer Hafen und die im Herbst 1949 durchgeführten Messungen längs der Gebirgsstrecke im 4-m- und im 7-m-Bereich ergaben. Letztere führten zu etwa derselben Mindestfeldstärke von rund 5 μV/m, wie sie auch für die 2-m-FM-Anlage erforderlich ist.

Als Nachteil für die Verwendung von Frequenzen aus dem 7-m-Bereich ist der bekannte Effekt der Überreichweite anzuführen, der praktisch ähnliche Schwierigkeiten wie die Grenzwelle mit sich bringen kann.

Für den 2-m-Bereich liegen die Verhältnisse günstiger. Seine Verwendung für den Rheinfunk würde es auch ermöglichen, die Geräte des Hafenfunkdienstes zu verwenden, für den bekanntlich der 2-m-Bereich international bereits festgelegt ist. Die Endlösung muß jedoch wiederum auf einer Konferenz der Rheinanliegerstaaten getroffen werden.

Besonderer Dank gebührt an dieser Stelle der niederländischen Postverwaltung, die für die Versuche die 2-m- und 4-m-Geräte zur Verfügung stellte, und der Wasserstraßendirektion Eltville und dem Badischen Hafenamt für die Bereitstellung der erforderlichen Fahrzeuge, wodurch die Durchführung der Versuche erst ermöglicht wurde.

Schrifttumsverzeichnis

[1] H. Pressler, 1. Rheinfunkkonferenz in Den Haag. FTZ (1949), H. 9, S. 279—280.

[2] —, 2. Rheinfunkkonferenz in Den Haag. FTZ (1950), H. 7, S. 254—255.

[3] J. Großkopf, Ultrakurzwellenausbreitung im Bereich von 30 bis 100 MHz. FTZ (1951), H. 9, S. 411—414 und H. 10, S. 441—451.

(Eingeg. 13. März 1952)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 8, AUGUST 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Verformung der Modulation beim Fernsehempfang und die Möglichkeiten ihrer Entzerrung

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **F. Kirschstein** und **H. Bödeker**

Mit 12 Abbildungen

DK 621.397.62

Zum Studium der Verformung von drahtlos im Einseitenbandverfahren empfangenen Fernsehsignalen wurden vor längerer Zeit im Fernsehlaboratorium des Fernmeldetechnischen Zentralamtes Berechnungen durchgeführt, durch die amerikanische Angaben über Einschwingvorgänge bei Restseitenband-Übertragungen nachgeprüft werden sollten [1]. Die rechnerisch ermittelten Ergebnisse wurden an Fernsehempfängern neuer deutscher Fertigung nachgeprüft, die auf den Fernsehversuchssender der Deutschen Bundespost auf dem gr. Feldberg im Taunus eingestellt wurden. Ähnliche Untersuchungen hat H. Zimmerman kürzlich beschrieben [2].

Den Berechnungen wurde ein vierstufiger Zf-Verstärker zugrunde gelegt, dessen relative Verstärkungs-, Phasen- und Gruppenlaufzeitkurve in Abb. 1 wiedergegeben sind. Die Trägerschwingung der Zf liegt auf der Mitte der linken Flanke („Nyquist-Flanke") der Verstärkungskurve bei 21,2 MHz. Als Sendermodulation

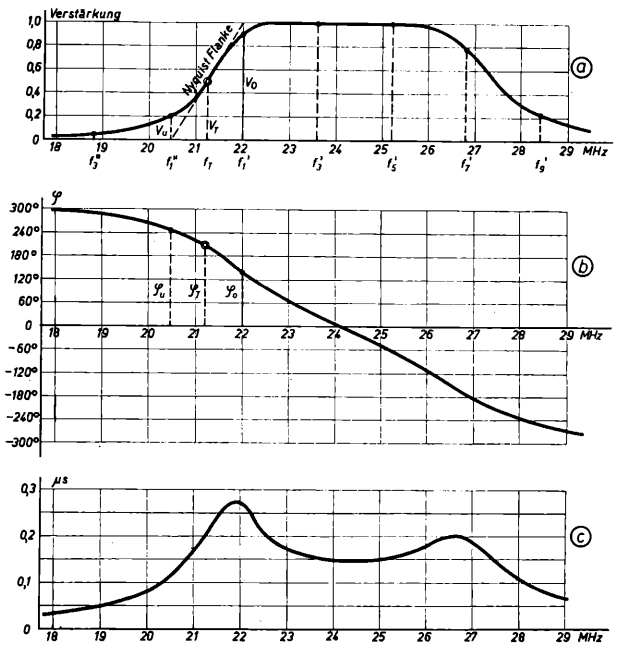


Abb. 1. Relative Verstärkung, Phasenwinkel und Gruppenlaufzeit eines vierstufigen Verstärkers mit verstimmten Kreisen

wurde eine rechteckförmige Spannung mit dem Tastverhältnis 1 : 1 und der Grundfrequenz 0,8 MHz gewählt, die bei der fernsehmäßigen Abtastung eines Strichrasters aus gleich breiten schwarzen und weißen, zur Zeilenrichtung senkrechten Streifen mit einer Breite von je 9 Bildelementen entsteht. — Die Wahl einer solchen rechteckförmigen Modulation vereinfacht die Berechnung, weil ihr Frequenzspektrum ein Linienspektrum ist, das durch eine Fouriersche Reihe mit ungeradzahligen Harmonischen darstellbar ist. — Zur Annäherung an die wirklichen Verhältnisse der Fernsehübertragung (von der Abtastung des optischen Bildes bis zu dessen Wiedergabe auf dem Leuchtschirm der Bildröhre des Fernsehempfängers) wurden die einzelnen Harmonischen des Linienspektrums der rechteckförmigen Modulationsspannung mit den zugehörigen Werten des Quadrates der „Spaltdämpfung" (a_1^2, a_3^2, a_5^2, ...) multipliziert, um den Einfluß der endlichen Breite der bildabtastenden Blende auf der Sendeseite und der des bilderzeugenden Leuchtflecks auf der Empfangsseite zu berücksichtigen [3]. Dabei sind sowohl die Abtastblende als auch der Leuchtfleck als ideale quadratische Flächen von Bildpunktgröße angesehen. Das Quadrat des Spaltdämpfungsfaktors ist in Abb. 2

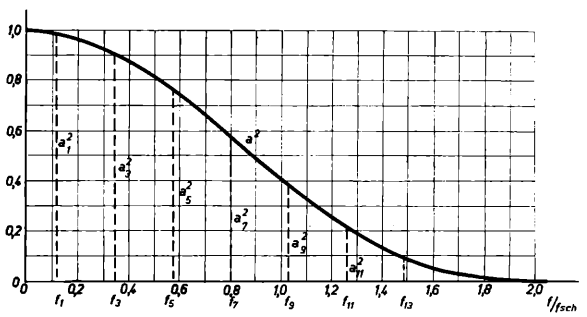


Abb. 2. Spaltdämpfungsfaktor a^2

über dem Frequenzverhältnis f/f_{sch} aufgetragen. Hierin ist f die jeweils betrachtete Frequenz aus dem Spektrum der Rechteckspannung und f_{sch} die „Schachbrettfrequenz", die bei der Abtastung von abwechselnd schwarzen und weißen Elementen von Bildpunktgröße längs der Zeile als höchste Schwingungszahl entsteht. Diese beträgt bei Fernsehbildern mit 625 Zeilen rund 7 MHz.

Das Spektrum der in dieser Weise modifizierten rechteckförmigen Modulationsspannung hat die folgende mathematische Form:

$$F(\omega t) = \frac{4A}{\pi}\left[a_1^2 \sin(\omega t) + \frac{a_3^2}{3}\sin(3\omega t) + \frac{a_5^2}{5}\sin(5\omega t) + \ldots\right].$$

Die Berechnung dieser Gleichung für $f_0 = 0{,}8$ MHz; $f_{sch} = 7$ MHz und $A = 1$ und Summierung bis zur 11. Harmonischen ergibt die in Abb. 3 aufgezeichnete

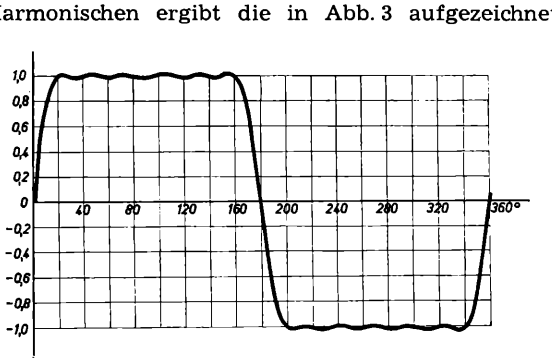


Abb. 3. Rechteckwelle mit 0,8 MHz Grundfrequenz, modifiziert mit dem Spaltdämpfungsfaktor a^2

modifizierte Rechteckschwingung, die den weiteren Berechnungen als ideale Sendermodulation zugrunde gelegt wurde.

Da seinerzeit die untere Aussteuerungsgrenze des Senders noch nicht festgelegt war, wurde hierfür 15 % gewählt. (Heute ist diese auf 10 % festgesetzt.) Die obere Aussteuerungsgrenze für die Übertragung der Bildspannungen beträgt 75 %. Damit ergibt sich ein Modulationsgrad von $m = \frac{0{,}6}{0{,}9} = 0{,}67$. Das vom Sender ausgestrahlte Frequenzspektrum wird im Empfänger in bekannter Weise auf die Zf umgesetzt, verstärkt und gleichgerichtet, wobei die Rechteckwelle zur Helligkeitssteuerung der Bildröhre als „Videospannung" wiedergewonnen wird. Die Hüllkurve der Trägerschwingung am Ausgang des Zf-Verstärkers ist durch Zusammensetzung der Trägerschwingung mit den einzelnen Seitenfrequenzen unter genauer Berücksichtigung der Amplitudenänderung und der Phasendrehung jeder einzelnen Schwingung beim Durchgang durch den Zf-Verstärker errechnet worden.

Es würde zu weit führen, den ganzen Berechnungsgang hier wiederzugeben. Interessant ist jedoch die Zusammensetzung der Trägerschwingung mit den zwei zueinander gehörenden Seitenfrequenzen in einem Vektordiagramm mit gegensinnig rotierenden Seitenfrequenzvektoren und dessen Umwandlung in ein gleichwertiges Diagramm mit gleichsinnig rotierenden Vektoren, von denen einer durch seine Projektion auf den Trägervektor die „Inphase"-Komponente und der andere durch seine Projektion auf die Senkrechte zum Trägervektor die „quadratische" Komponente ergibt. In Abb. 4 a ist das bekannte Vektordiagramm für die Amplitudenmodulation einer Trägerschwingung f_T mit den zwei zueinander gehörenden Seitenfrequenzen f'_1 und f''_1 dargestellt. T' ist der Trägervektor, S_o der Vektor für die obere Seitenfrequenz f'_1 und S_u der für die untere Frequenz f''_1. Die Drehrichtungen der Vektoren sind durch Pfeile gekennzeichnet. Beim Durchgang der Schwingungen durch den Zf-Verstärker werden sie einzeln um verschiedene Winkel, die der Phasenkurve (Abb. 1 b) zu entnehmen sind, aus der Anfangslage herausgedreht. Diese Winkel sind φ_T für den Träger, φ_o für die obere und φ_u für die untere Seitenfrequenz. Gleichzeitig ändern sich die Amplituden der drei Schwingungen (Multiplikation der Amplitudenwerte mit der relativen Verstärkung V_T, V_o und V_u, die durch die Verstärkungskurve, Abb. 1 a, ge-

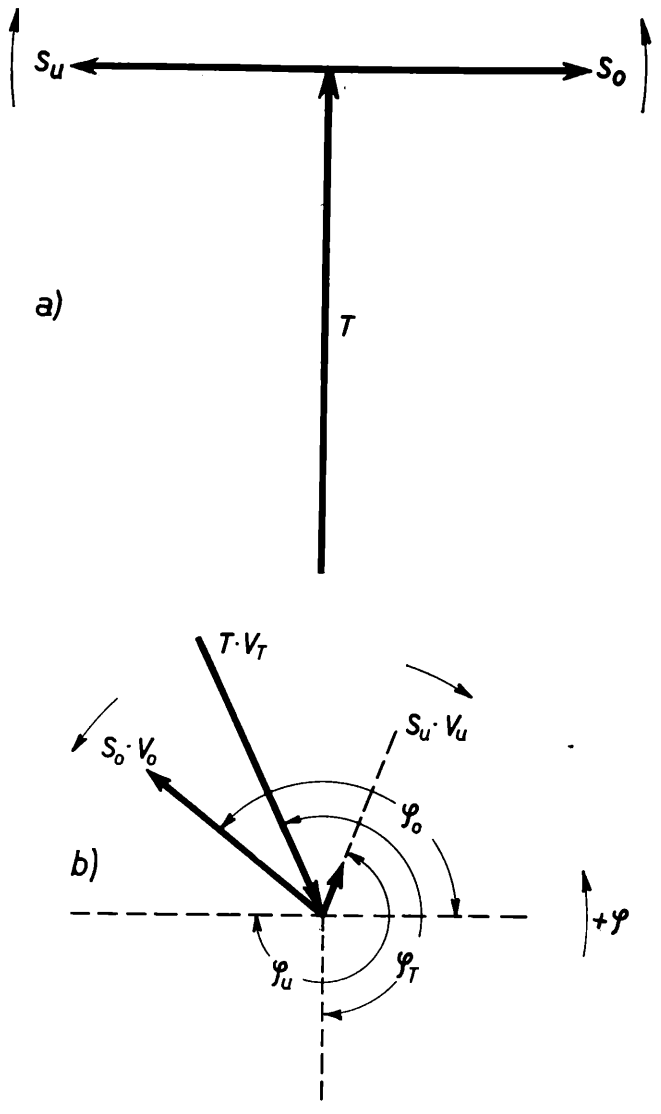


Abb. 4. Vektordiagramme einer amplitudenmodulierten Schwingung vor und hinter dem Zf-Verstärker

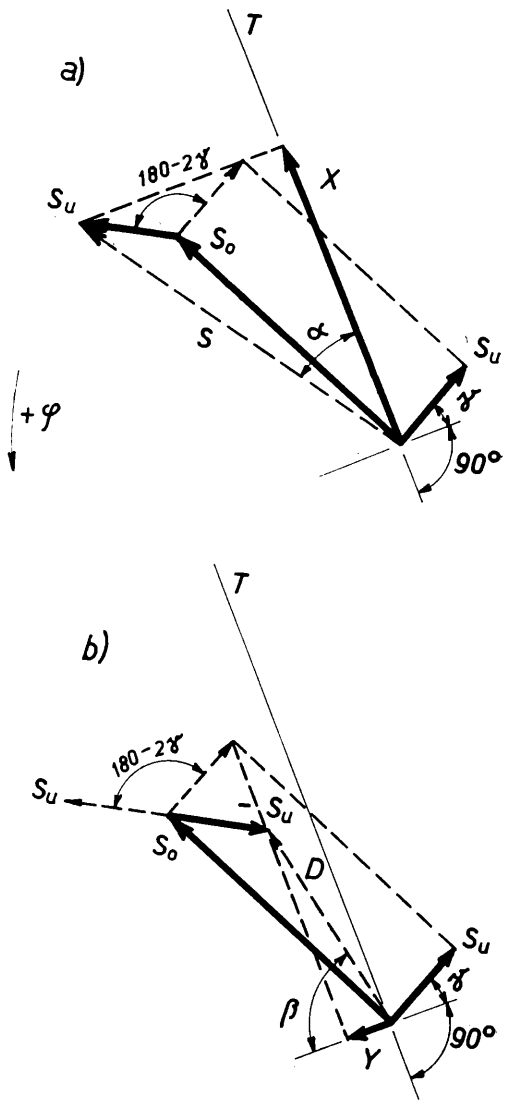


Abb. 5. Bildung des Summen- und Differenzvektors

geben sind). Damit entsteht das in Abb. 4 b wiedergegebene Vektordiagramm, das die Anfangslagen der Schwingungsvektoren am Ausgang des Zf-Verstärkers darstellt und nunmehr in ein solches mit gleichsinnig rotierenden Vektoren verwandelt werden soll.

Zunächst wird der Summenvektor S aus den beiden Seitenfrequenzvektoren gebildet. Dies geschieht, wie in Abb. 5 a gezeichnet, in der Weise, daß der Vektor S_u parallel zu sich selbst bis zur Spitze von S_0 verschoben und dann um den Winkel $180^0 - 2\gamma$ in positiver Winkeldrehrichtung um die Spitze von S_0 gedreht aufgetragen wird. Die Projektion des Summenvektors S auf den Trägervektor T bildet die „Inphase"-Komponente X, die sich bei der Drehung des Summenvektors S in positiver Drehrichtung in genau derselben Weise ändert wie die Summe der Projektionen der Einzelvektoren S_0 und S_u bei deren gegensinniger Rotation.

Zur Bildung des Differenzvektors D wird der Vektor S_u mit umgekehrtem Vorzeichen an die Spitze von S_0 angesetzt Abb. 5 b. Die Projektion von D auf die Senkrechte zum Trägervektor ergibt die „quadratische" Komponente Y, die sich bei positiver Drehrichtung des Vektors D genau so verändert, wie die Summe der Projektionen der Einzelvektoren S_0 und S_u bei ihrer gegenläufigen Rotation. In gleicher Weise werden die Summen- und Differenzvektoren für die höheren Harmonischen der Rechteckwelle gebildet und ihre Anfangslagen durch trigonometrische Bestimmung der Winkel α und β gegen die Richtung des Trägervektors bzw. der hierzu Senkrechten gewonnen (siehe Abb. 5). Dabei vereinfacht sich die Rechnung bei den Oberschwingungen höherer Ordnung, weil die eine der beiden Seitenfrequenzen vom Zf-Verstärker nicht mehr hindurchgelassen wird. Summen- und Differenzvektor fallen dann mit dem einzigen Seitenfrequenzvektor zusammen.

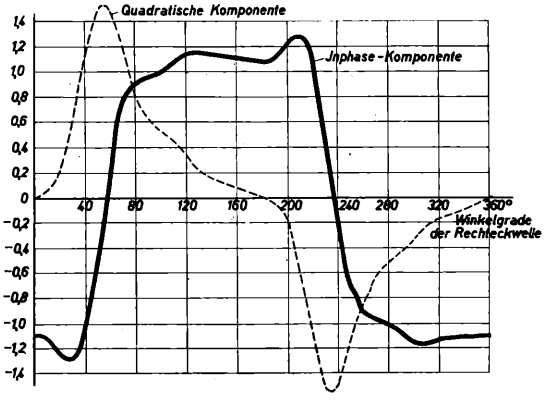


Abb. 6. Quadratische und Inphase-Komponente

Nach Bestimmung der Größen und Anfangslagen der Summen- und Differenzvektoren kann die zeitliche Änderung der resultierenden Inphase- und quadratischen Komponente durch Aufstellung von Fourierreihen nach folgender Form berechnet werden:

$$X(\omega t) = S_1 \cos(\omega t + \alpha_1) + S_3 \cos(3\omega t + \alpha_3) + \ldots$$
$$Y(\omega t) = D_1 \cos(\omega t + \beta_1) + D_3 \cos(3\omega t + \beta_3) + \ldots$$

(Beim Einsetzen der Zahlenwerte sind die Vorzeichen zu beachten.) Der berechnete Verlauf der beiden Komponenten über eine Periode der Rechteckwelle ist in Abb. 6 wiedergegeben.

Die Hüllkurve des modulierten Trägers — das Ziel der Berechnung — wird gewonnen durch geometrische Addition des Trägervektors $T \cdot V_T$ und der beiden Komponenten $X(\omega t)$ und $Y(\omega t)$.

$$H(\omega t) = \sqrt{[T \cdot V_T + X(\omega t)]^2 + Y^2(\omega t)}.$$

In Abb. 7 ist die Hüllkurve der in dieser Weise berechneten Trägerschwingung dargestellt.

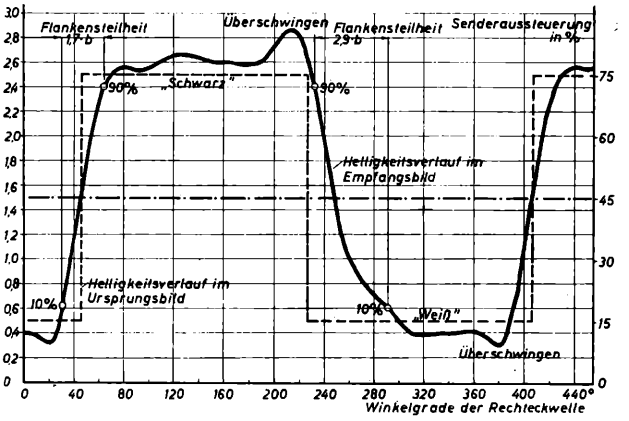


Abb. 7. Hüllkurve der amplitudenmodulierten Zf hinter dem Verstärker

Infolge des Auftretens der quadratischen Komponente entsteht eine Phasenmodulation der Ausgangsspannung. Ihr Phasenwinkel ist in Abb. 8 aufgetragen. Er wurde bei der Bildung der Hüllkurve nach folgender Gleichung berechnet:

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{Y(\omega t)}{T \cdot V_T + X(\omega t)}.$$

Nimmt man an, daß die Gewinnung der Steuerspannung für die Bildröhre aus der Zf durch lineare Gleichrichtung erfolgt und die Umsetzung in eine Helligkeitsverteilung auf dem Schirm der Bildröhre ebenfalls linear ist, so hat man in der in Abb. 7 dargestellten Hüllkurve ein Bild für die Helligkeitserscheinung des Empfangsbildes gewonnen. Der Helligkeitsverlauf des Ursprungsbildes ist zum Vergleich im gleichen Maßstab eingezeichnet. Dabei liegt, der Negativmodulation des Fernsehsenders entsprechend, Bild-Schwarz bei großen Werten der Zf-Spannung und Bild-Weiß bei kleinen Werten.

II. Schlußfolgerungen

Beim Vergleich der ursprünglichen Helligkeitsverteilung mit der nach der Übertragung erscheinenden fällt folgendes auf:

1. Die mittlere Breite des dunklen Streifens wird um 1,2 Bildpunkte verbreitert, der helle Streifen dementsprechend verringert. Dieser Fehler kann durch die Eigenschaft des Auges in seiner Auswirkung etwas gemildert werden, weil helle Flächen dem Auge verbreitert erscheinen.
2. Der Anstieg der ersten Flanke (Übergang von Weiß auf Schwarz) nimmt etwa 1,7 Bildpunkte in Anspruch. Diese Kontur wird vom Auge als noch genügend scharf empfunden. Die zweite Flanke (Übergang von Schwarz auf Weiß) erfüllt etwa 3 Bildpunkte und kann schon als verwaschen angesehen werden. Bemerkenswert ist die stärkere Abnahme der Flan-

kensteilheit im zweiten Teil des Übergangs, kurz bevor der Weißwert erreicht wird. Es ist dies auf die Einwirkung der quadratischen Komponente zurückzuführen, die hier in einem Bereich kleiner Trägerspannung einen verhältnismäßig großen Einfluß ausübt.

3. Sowohl im schwarzen als auch im weißen Streifen entsteht ein Überschwingen, das merkwürdigerweise erst am Ende des waagerechten Spannungsverlaufes auftritt. Das verhältnismäßig große Überschwingen im schwarzen Streifen ist wirkungslos, weil es die Helligkeit der Bildröhre nach „schwärzer als schwarz"

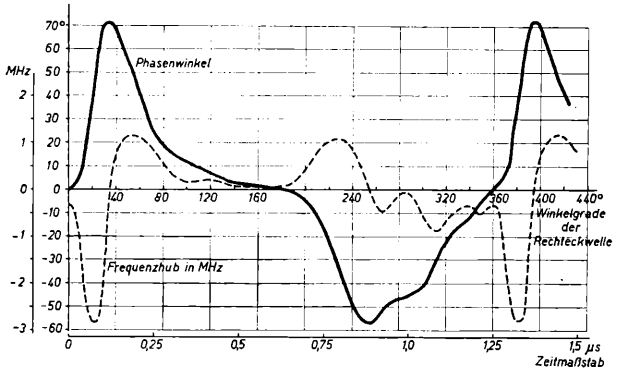


Abb. 8. Phasenwinkel und Frequenzhub der Zf hinter dem Verstärker

hin steuert. Das Überschwingen am Ende des weißen Streifens kann vom Auge erkannt werden, wenn es größere Amplituden annimmt. (Es kann bei vielen Fernsehempfängern neuerer Bauart deutlich beobachtet werden.)

4. Durch das Auftreten der quadratischen Komponente bekommt die Zf eine Phasenmodulation mit einem beträchtlichen Phasenhub und damit auch eine Frequenzmodulation, die aus der ersten Ableitung des Phasenwinkelganges nach der Zeit zu berechnen ist. Der so berechneten Frequenzhub ist in Abb. 8 aufgezeichnet. Man sieht, daß die Frequenzmodulation größtenteils aus einzelnen Spitzen von sehr kurzer Dauer besteht, die die Tonübertragung beim Differenzträger-Verfahren (intercarrier) nicht stören kann, weil die den Frequenzänderungen entsprechenden Nf-Schwingungen weit über dem Tonbereich liegen.

III. Beobachtungen an Fernsehempfängern

Zur Feststellung der wirklichen Verhältnisse wurden Untersuchungen an neueren deutschen Fernsehempfängern durchgeführt, die die Richtigkeit der Berechnungen und Schlußfolgerungen grundsätzlich bestätigten. Besonders die unter Punkt 2 im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Verwaschung beim Schwarz-Weiß-Übergang trat bei allen untersuchten Empfängern deutlich in Erscheinung und wurde bei der Bildbetrachtung als Unschärfe sehr störend empfunden. Beim Vergleich der beobachteten Werte mit den berechneten zeigte sich, daß erstere etwa das $1^1/_2$ bis 2fache der berechneten Werte betrugen. Als Ursache hierfür müssen die bei der Rechnung vernachlässigten Einflüsse des Phasenganges des Restseitenbandfilters am Sender, von Sperrkreisen und sonstigen Nichtlinearitäten im Empfänger (Demodulation, Videoverstärker, Umsetzung von Spannungswerten in Helligkeitswerte in der Bildröhre, geringere Bandbreite des Empfängers gegenüber der des berechneten Verstärkers usw.) angesehen werden.

In Abb. 9 ist ein Oszillogramm der Videospannung eines Fernsehempfängers wiedergegeben, der einen mit Rechteckspannungen von 0,5 MHz Grundfrequenz voll ausgesteuerten Fernsehsender aufnimmt. Der Vergleich dieses Oszillogramms mit der berechneten Hüllkurve (Abb. 7) zeigt die grundsätzliche Übereinstimmung. Das Überschwingen am Ende des weißen Streifens ist sowohl im Oszillogramm als auch im Bildfeld deutlich zu erkennen.

IV. Verbesserung der Bildwiedergabe

Die durch die Flankenverbreiterung beim Schwarz-Weiß-Übergang verursachte Schärfeeinbuße des Empfangsbildes stört bei der Bildbetrachtung am stärksten. Daneben tritt das Überschwingen vor den Helligkeitssprüngen weniger störend hervor.

1. Amerikanischer Verbesserungsvorschlag.

Kell und Fredendall [1] beschreiben in ihrer Arbeit Phasenlaufzeitglieder, die in den Videoteil des Fernsehsenders eingeschaltet werden, um die durch die Restseitenband-Übertragung verursachten Phasenverzerrungen an der oberen und unteren Frequenzbandgrenze zu kompensieren. Dies Verfahren setzt voraus, daß die Fernsehempfänger der verschiedenen Herstellerfirmen hinsichtlich ihrer Phasengänge nur wenig voneinander abweichen.

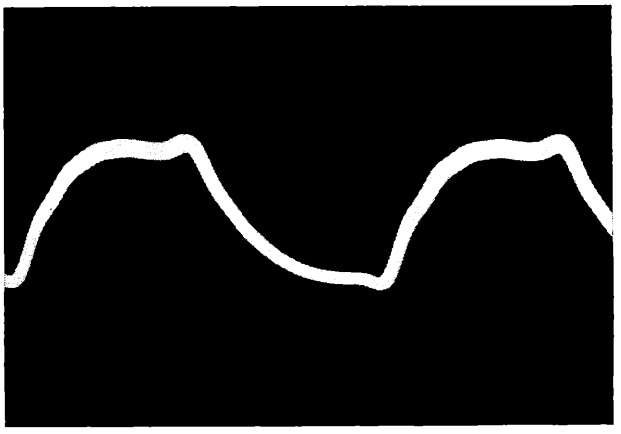


Abb. 9. Oszillogramm der empfangenen Rechteckwelle mit 0,5 MHz Grundfrequenz

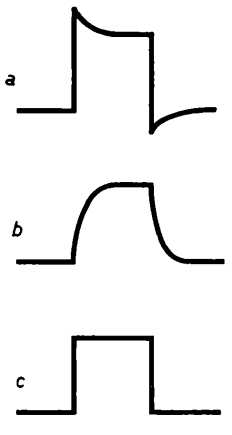


Abb. 10. Korrektur der Kurvenform

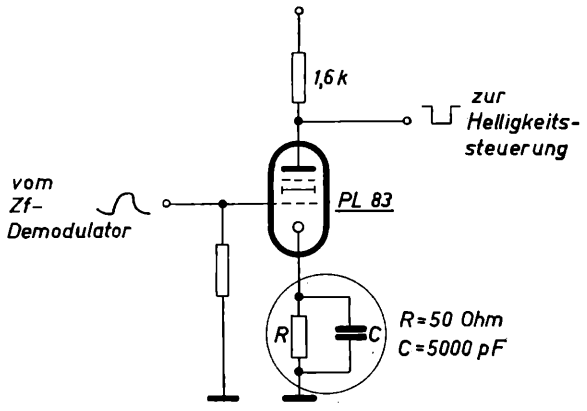
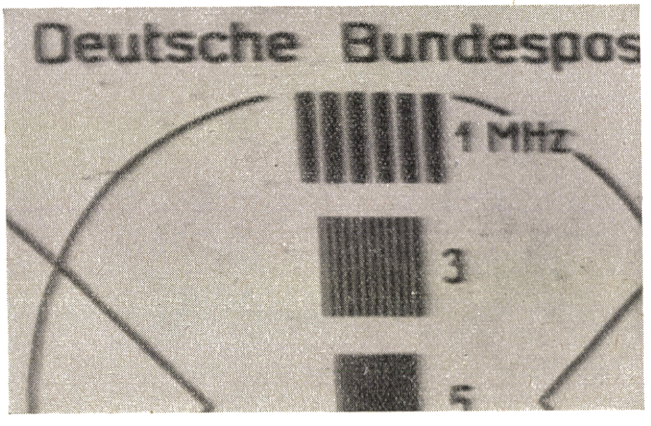
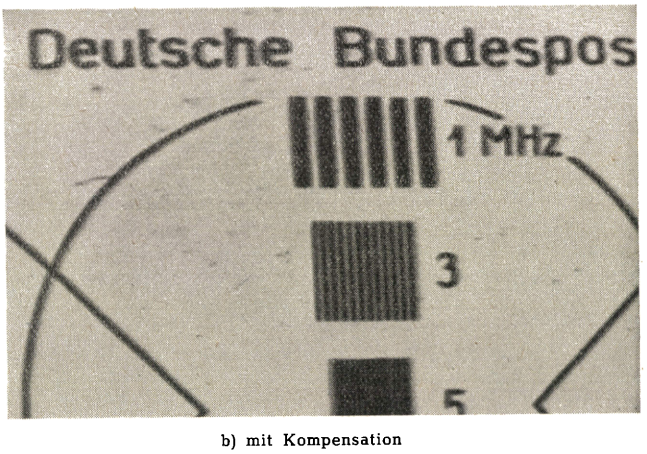


Abb. 11. Kompensation in der Video-Endverstärkerröhre



a) ohne Kompensation



b) mit Kompensation

Abb. 12. Photos von Empfangsbildern

2. Einfacher Verbesserungsvorschlag des FTZ.

Durch Einschaltung eines einfachen Schaltgliedes, das die hohen Frequenzanteile des videofrequenten Bandes bevorzugt passieren läßt, ist eine bemerkenswerte Verbesserung der Bildschärfe zu erreichen. Ein solches Glied — beispielsweise ein R-C-Glied — formt eine ideale Rechteckspannung in eine Kurve um, wie sie in Abb. 10 a gezeichnet ist. Wird jedoch ein Spannungsverlauf nach Abb. 10 b übertragen, wie ihn annäherungsweise der Zf-Demodulator des Fernsehempfängers bei Schwarz-Weiß-Wechseln liefert, so entsteht bei richtig gewählter Größe der Zeitkonstante des Schaltgliedes eine ungefähr rechteckförmige Spannung nach Abb. 10 c.

Eine praktisch ausgeführte Kompensationsschaltung für einen Fernsehempfänger zeigt Abb. 11. Die Video-Endverstärkerröhre wurde mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung im Kathodenkreis versehen, durch die die hohen Frequenzanteile kräftiger verstärkt werden als die mittleren und tiefen. Das R-C-Glied besitzt eine Zeitkonstante von 0,25 µs. Diese Maßnahme bringt einen Schärfegewinn, der beim Vergleich der beiden in Abb. 12 a und b gegenübergestellten Photos von Empfangsbildern ohne und mit Kompensation deutlich in Erscheinung tritt.

Durch Einschaltung eines solchen Schaltgliedes in den Videoteil des Fernsehsenders ließe sich die gleiche Wirkung erzielen. Voraussetzung ist jedoch auch hier, daß die Empfänger der verschiedenen Herkunft hinsichtlich ihrer Verzerrungen möglichst übereinstimmen müßten.

Es sei bemerkt, daß eine solch einfache Schaltmaßnahme, wie sie hier beschrieben wurde, nicht ausreichen kann, um die Bildfehler, die die Restseitenband-Übertragung mit sich bringt, restlos zu beseitigen. Weitere Untersuchungen werden deshalb noch angestellt werden müssen.

Schrifttumsnachweis:

[1] R. D. Kell und G. L. Fredendall. Standardization of the Transient Response of Television Transmitters. RCA-Review. March 1949.

[2] H. Zimmermann. Der Anteil des Zf-Verstärkers am Einschwingvorgang des Fernsehempfängers. FTZ 12 (1951), S. 537—542.

[3] F. Kirschstein. Welche höchste Übertragungsfrequenz gehört zu einem Fernsehbild mit 625 Zeilen? FTZ 4 (1949), S. 97—102.

(Eingeg. 25. März 1952)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 8, AUGUST 1952

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Das neue Trägerfrequenz-Fernkabel der Deutschen Bundespost

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **H. Düll**

DK 621.395.44

Mit 13 Abbildungen

Auf den neuen Fernkabelstrecken verwendet die Deutsche Bundespost einheitlich ein modernes Trägerfrequenzkabel. Seine übertragungstechnischen Eigenschaften und seine Verwendung im Netzplan werden im folgenden erörtert.

1. Trägerfrequente Ausnutzung von Fernkabelleitungen

Die Einführung des Zweiband- oder L-Systems in den Jahren 1935/36 bedeutete die erste grundsätzliche Anwendung des Trägerfrequenzprinzips im deutschen Fernkabelnetz in größerem Umfang. Die Entwicklung führte von dieser Zeit an rasch weiter zum betrieblichen Einsatz von verschiedenen Trägerfrequenz- oder Tf-Systemen (z. B. MEK 8-System, U-System usw.). Da die Mehrkanal-Tf-Systeme in den höheren Frequenzlagen nur in zwei Kabeln für die beiden Übertragungsrichtungen verwendet werden können, war die Einsatzmöglichkeit solcher Mehrfachsysteme in Deutschland zunächst lediglich auf den Leitungsstrecken möglich, wo zwei Kabel mit geeigneten Kabelleitungen vorhanden waren. Dies war der Fall bei den koaxialen Kabelstrecken, die in der 1. Lage symmetrische Leitungen mit einer Anzahl von Sternvierern mit 1,2 mm starken Kupferadern enthielten. Da seinerzeit eine Ausnutzung von symmetrischen Kabelleitungen über 60 kHz hinaus nicht in Betracht gezogen wurde, ging man außerdem dazu über, 8-paarige Sternvierer-Kabelleitungen in kurzen Abständen so zu bespulen, daß sie eine Grenzfrequenz von angenähert 90 kHz aufwiesen und bei Zwölfkanal-Systemen entsprechend längere Verstärkerfelder haben konnten. Während man bei unbespulten Leitungen (U-Leitungen) Verstärkerabstände von 28 ... 42 km erhielt, konnten die Verstärkerfeldlängen durch die Bespulung der Leitungen in kurzen Abständen (K-Leitungen) auf über 60 km erhöht und durch Anwendung von elektrisch besseren Isolierstoffen (Styroflex) bei den Kabelleitungen noch weiter auf max. 120 km ausgedehnt werden.

Wenn auch diese in kurzen Abständen bespulten Sternvierer-Leitungen einen wesentlichen technischen Fortschritt darstellten, führte die weitere Entwicklung doch wieder zu den unbespulten Kabelleitungen zurück, da diese die Möglichkeit boten, über den bisher verwendeten Frequenzbereich von 60 kHz hinaus die trägerfrequente Ausnutzung solcher Leitungen auf noch höhere Frequenzen auszudehnen. Messungen der Deutschen Fernkabelgesellschaft an 8-paarigen sternverseilten Fernkabeln in früheren Jahren haben gezeigt, daß die 0,9 mm starken unbespulten styroflexisolierten Stammleitungen aus Kupfer bei 180 kHz etwa die gleiche Dämpfung haben wie die 1,2 mm starken Stammleitungen aus Kupfer von papierisolierten Sternvierern (Abb. 1). Es wurde daher in Erwägung gezogen, unbespulte styroflexisolierte Kabelleitungen an Stelle von papierisolierten Leitungen für die neuen Tf-Fernkabel zu verwenden. Wegen der hohen Kosten des Styroflexmaterials wurde aber zunächst davon abgesehen, Styroflex als Isolationsmaterial bei der weiteren Entwicklung der Tf-Fernkabelanlagen für den Weitverkehr zu benutzen. Da diese Weitverkehrskabel dringend gebraucht wurden, blieb man vorläufig bei der Verwendung von papierisolierten Sternviererseilen. Bei dem aufzustellenden Pflichtenheft für die elektrischen Eigenschaften solcher Tf-Kabelleitungen wurde auch die Übernahme der international gebräuchlichen elektrischen Werte geprüft.

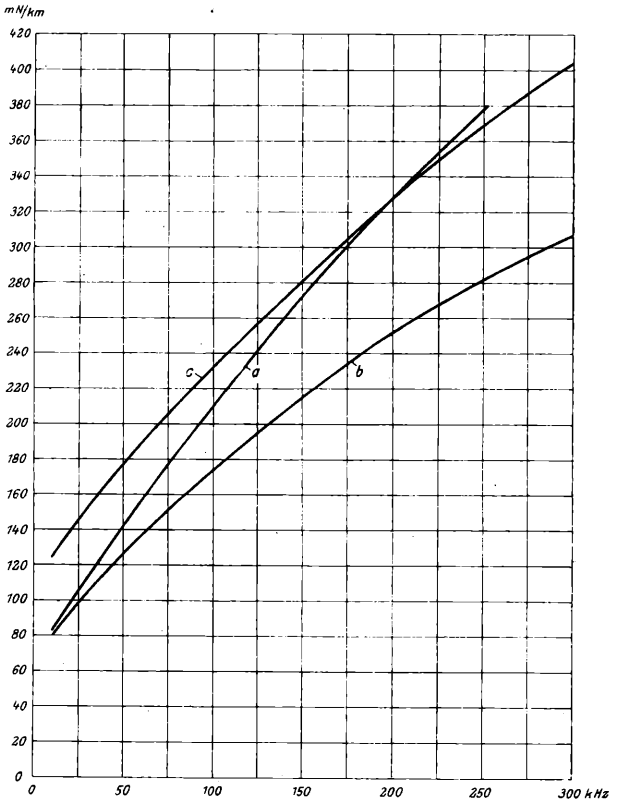


Abb. 1. Dämpfung von unbespulten sternverseilten Kabelleitungen als Funktion der Frequenz

a = 1,2-mm-Leitung (Cu) mit Papierisolation
b = 1,2-mm-Leitung (Cu) mit Styroflexisolation
c = 0,9-mm-Leitung (Cu) mit Styroflexisolation

2. Empfehlungen des CCIF für symmetrische Tf-Kabelleitungen

Die Planung und Ausgestaltung des internationalen europäischen Fernsprechnetzes wird schon seit längerer Zeit vom CCIF (Comité Consultatif International Téléphonique) bearbeitet, das auch Richtlinien für den Bau und Betrieb von internationalen Fernsprechleitungen in Form von Empfehlungen aufstellt. Das CCIF hat in den Beschlüssen der Vollversammlungen von Montreux (1946), Paris (1949) und Florenz (1951) festgelegt, daß künftig für das internationale Weitverkehrsnetz nur noch trägerfrequent ausgenutzte Leitungen vorzusehen sind, wobei für den Aufbau eines neuzeitlichen Tf-Weitverkehrsnetzes nicht nur die koaxiale, sondern auch die symmetrische Technik vorgesehen ist.

Für die symmetrische Technik werden unbespulte Sternviererleitungen aus Kupfer empfohlen mit einem

Durchmesser von 1,3 mm oder 0,9 mm, mit einer Betriebskapazität von 0,028 bzw. 0,033 µF/km und mit einem Scheinwiderstand von 170 bzw. 150 Ohm bei 60 kHz. Die Verstärkerfelddämpfung dieser Sternviererleitungen soll im allgemeinen den Wert von 6,5 N nicht überschreiten, kann aber in Ausnahmefällen den Wert von 7,0 N erreichen. Der Grundwert des Fernnebensprechens soll auf Leitungen der gleichen Übertragungsrichtung in einem Verstärkerfeld $\geqq$ 8,0 N sein bei Tf-Systemen mit 12 oder 24 Kanälen. Bei den Nebensprechmessungen sind die Enden der Leitung mit einem Scheinwiderstand abzuschließen, der dem Wellenwiderstand der Leitung entspricht.

3. Gründe für die Systemwahl

Diese Empfehlungen des CCIF für die symmetrischen Leitungen wurden bei der neuen Planung eines umfassenden Einsatzes der trägerfrequenten Technik im deutschen Weitverkehrsnetz in Betracht gezogen und, soweit es sich ermöglichen ließ, auch berücksichtigt. Der wirtschaftliche Unterschied zwischen dem symmetrischen und dem koaxialen System liegt im wesentlichen darin, daß beim koaxialen System in den Endeinrichtungen ein zusätzlicher Aufwand zur Bildung und Frequenzverschiebung der Übergruppen und zu deren Wiederauflösung eintritt, während beim symmetrischen System ein höherer Aufwand für die größere Zahl der Zwischenverstärker entsteht. Je länger also eine durchlaufende Kabellinie ist, desto geringer wird der Einfluß der Kosten der Endgeräte beim koaxialen System gegenüber den übrigen Kosten; bei kürzerer Länge der Kabellinie dagegen wird die symmetrische Technik wirtschaftlicher und zweckmäßiger, weil die Mehrkosten der Zwischenverstärker nicht besonders ins Gewicht fallen und weil vor allem das Herausnehmen oder Einfügen von Übergruppen zu 60 Kanälen in den Umschlagpunkten des Weitverkehrs auf verschiedene weitergehende Kabel und in beliebiger Richtung leicht möglich ist. Da nach dem Ergebnis der wirtschaftlichen Untersuchungen der Unterschied zwischen dem koaxialen und symmetrischen System nur verhältnismäßig gering ist, war die wirtschaftliche Seite allein nicht mehr ausschlaggebend für die Anwendung der einen oder anderen Technik. Auf Grund von langjährigen Betriebserfahrungen in einem koaxialen Netz von etwa 2000 km Doppellinie hat sich die Deutsche Bundespost entschlossen, bei der Gestaltung des deutschen Weitverkehrsnetzes und bei dem für die nächsten Jahre zu erwartenden Verkehrsumfang der symmetrischen Technik den Vorzug zu geben wegen der beweglicheren, anpassungsfähigeren und einfacheren Technik bei der Bildung, Weiterschaltung und Auflösung von Leitungsgruppen verschiedener Art und Größe.

4. Eigenschaften der deutschen symmetrischen Tf-Weitverkehrsleitungen

a) Aufbau des Tf-Kabels

Infolge der guten Erfahrungen bei den U- und K-Leitungen der bisherigen trägerfrequenten Technik werden auch für die neuen Tf-Weitverkehrsleitungen — abweichend von den durch CCIF empfohlenen Leiterstärken — 1,2 mm starke, aus Kupfer hergestellte papierisolierte Sternviererleitungen benutzt. Das deutsche Tf-Fernkabel der Form 24 ist entsprechend Abb. 2 aus 12 Sternvierern (24 Doppeladern) aufgebaut. Infolge der Ausnutzung der Tf-Leitungen bis zu 252 kHz ergibt sich die Aufgabe, die Sternviererleitungen bis zu diesen Frequenzen möglichst kopplungsfrei und ohne innere Stoßstellen herzustellen. Dabei muß auch die Forderung auf sehr gute Stabilität der Nebensprechdämpfungswerte bis zur höchsten angewandten Frequenz erfüllt werden. Dies verlangt sehr große Sorgfalt bei der Herstellung sowohl der einzelnen Vierer

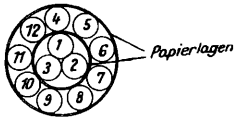


Abb. 2. Tf-Fernkabel Form 24 a (ohne Prüfleiter). Kabeldurchmesser unter Blei ~ 29,6 mm

als auch des fertigen Kabels, da die wegen der Nebensprechfreiheit zu stellenden Bedingungen bei dem wesentlich vergrößerten Frequenzbereich und bei der großen Zahl von Sternvierern über die bisher an Tf-Kabel gestellten Anforderungen weit hinausgehen. Besondere Schwierigkeiten bereiten dabei die Imviererkopplungen. Durch die Wirkung dritter Kreise können sich Ortskurven der Kopplungsvektoren ergeben, die sehr verschiedenen Verlauf zeigen, je nachdem im Stamm I gesendet und im Stamm II empfangen wird oder umgekehrt. Es muß nun gefordert werden, diese Erscheinung, die als „Tauscheffekt" bezeichnet wird, so gering zu halten, daß ein Ausgleich der Leitungen auf die festgelegten Nebensprechdämpfungswerte sichergestellt ist. Die Nebensprechdämpfung der Werklängen muß dabei so hoch liegen, daß nur noch ein relativ geringer Aufwand an Ausgleichsmitteln notwendig ist. Um die Stabilität des Ausgleichs zu erhalten, soll die Nebensprechdämpfung durch den nachträglichen Ausgleich im Verstärkerfeld größenordnungsmäßig nur noch um 1 ... 2 N verbessert werden. Versuche von längerer Dauer ergaben, daß die Verteilungskurve der Fernnebensprech-Dämpfungen bei einem Ausgleichswert von 9,0 N bei 252 kHz sich gegenüber dem früheren Wert nur um 0,1 N unterscheidet und daß die Verteilungskurve der Nahnebensprech-Dämpfungen bei einem Ausgleichswert von 8,0 N bei 252 kHz von dem früheren Wert ebenfalls nur um 0,1 N abweicht.

b) Eigenschaften der Werklängen

Die elektrischen Eigenschaften dieses 24-paarigen Tf-Kabels weichen in verschiedener Beziehung von den CCIF-Empfehlungen und auch von den bisher hergestellten U- und K-Leitungen ab. Die Betriebskapazität der Stammleitungen eines Tf-Sternvierers ist bei einer Werklänge von 300 m nur mit einem Höchstwert von 0,028 µF/km im Pflichtenheft festgelegt, weil besonderer Wert auf eine möglichst gute Einhaltung der Sollkurve des Wellenwiderstandes gelegt wird. Dieser Wellenwiderstand wird im Frequenzbereich 12 ... 240 kHz in seinem realen und imaginären Teil (Abb. 3) entsprechend nachstehender Aufstellung angegeben, wobei für die Werklängen eine Toleranz von höchstens ± 5 % zugelassen ist.

Sollkurve des Wellenwiderstandes für Stammleitungen

Frequenz	Wellenwiderstand	Leitwert
12 kHz	187 — j · 45 Ohm	5,05 + j · 1,22 mS
30 „	180 — j · 21 „	5,48 + j · 0,64 „
60 „	177 — j · 14 „	5,61 + j · 0,44 „
120 „	174 — j · 9 „	5,73 + j · 0,30 „
240 „	172 — j · 6 „	5,81 + j · 0,20 „

Weiterhin sind im Pflichtenheft der Tf-Leitungen keine Kopplungswerte mehr für das Nebensprechen vorgeschrieben, sondern die für das Fern- und Nahneben-

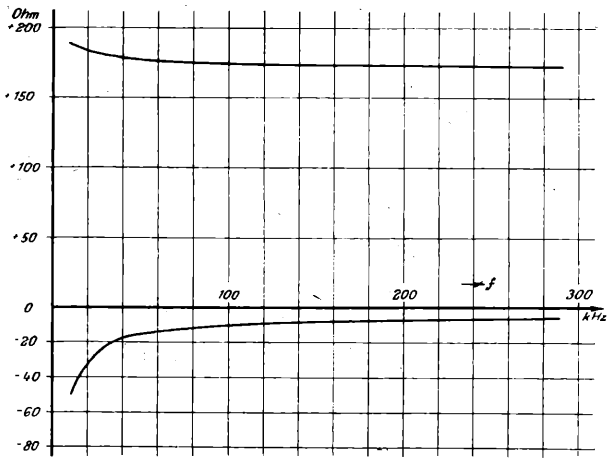


Abb. 3. Wellenwiderstand der Stämme des Tf-Fernkabels der Form 24 b als Funktion der Frequenz

sprechen maßgebenden Dämpfungswerte. Bei der höchsten Meßfrequenz von 240 kHz wird für das Fernnebensprechen für 90 % der Werte ein Garantiewert von $\geqq$ 8,7 N und für das Nahnebensprechen für 90 % der Werte ein Garantiewert von $\geqq$ 7,3 N gefordert; bei der Meßfrequenz von 120 kHz dagegen wird für das Fernnebensprechen für 90 % der Werte ein Garantiewert von $\geqq$ 9,4 N und für das Nahnebensprechen für 90 % der Werte ein Garantiewert von $\geqq$ 8,0 N verlangt. Für 10 % der Meßwerte ist ein Garantiewert zugestanden, der jeweils um 1,0 N tiefer liegt. Allgemein sollen die höheren Gewährleistungswerte für 120 kHz von den Kabelwerken auch für die Meßfrequenz 240 kHz angestrebt werden (Richtwerte). Lediglich bei den $k_{2,3}$-Werten und bei den Erdkopplungen e_3 (Innenlage) und e_{a3} (Außenlage) wird die Messung der kapazitiven Kopplungswerte noch beibehalten. Für den Verlustwinkel tg δ ist bei der Meßfrequenz 60 kHz ein Pflichtenheftswert von $\leqq 12 \cdot 10^{-3}$ vorgeschrieben.

Für den Schleifenwiderstand einer 1,2 mm starken Stammleitung aus Kupfer wird ein Gewährleistungswert von $\leqq$ 31,8 Ohm bei 1000 m Länge gefordert, für den Widerstandsunterschied zwischen Hin- und Rückleitung ein Einzelwert von $\leqq$ 110 Milliohm und ein Mittelwert von $\leqq$ 50 Milliohm bei 300 m Werklänge. Der Isolationswiderstand einer Ader gegen alle anderen Adern und gegen den Bleimantel soll bei Werklängen über 200 m Länge $\geqq$ 10 000 Megohm bezogen auf 1000 m Länge betragen.

Die Durchschlagfestigkeit des Tf-Fernkabels wird durch eine Spannungsprüfung ermittelt, bei der 1800 Volt effektive Wechselspannung (50 Hz) zwischen den Adern der Sternviererseile einerseits und dem Bleimantel andererseits für eine Zeit von mindestens zwei Minuten aufrechterhalten wird.

c) Eigenschaften eines fertiggestellten Verstärkerfeldes

Um einen möglichst günstigen Wert für den Wellenwiderstand des fertig montierten und ausgeglichenen Verstärkerfeldes zu erhalten, ist eine Gruppierung der Wellenwiderstandswerte der Werklängen vorgesehen; je nach dem Lagenmittelwert der Wellenwiderstände für 120 kHz werden die einzelnen Werklängen in fünf Gruppen nach folgender Aufstellung eingeteilt:

Gruppe	Kabellängen m. einem Mittelwert d. Realteile der Wellenwiderstände	der Leitwerte
I	182,7 ... > 179,3 Ohm	5,460 ... < 5,563 mS
II	179,3 ... > 175,8 „	5,563 ... < 5,673 „
III	175,8 ... > 172,2 „	5,673 ... < 5,791 „
IV	172,2 ... > 168,7 „	5,791 ... < 5,911 „
V	168,7 ... 165,3 „	5,911 ... 6,032 „

Die Gruppierung wird dabei möglichst so vorgenommen, daß an den Enden des Verstärkerfeldes Längen mit der mittleren Gruppierungsstufe III zu liegen kommen.

Für das fertig montierte und ausgeglichene Verstärkerfeld des 24-paarigen Tf-Fernkabels werden noch nachstehende Gewährleistungswerte gefordert:

Bei der Meßfrequenz 252 kHz und bei einer Verstärkerfeldlänge von 19 km soll betragen: Die Fernnebensprechdämpfung $\geqq$ 8,5 N und die Nahnebensprechdämpfung $\geqq$ 7,0 N für 90 % der Meßwerte, während für 10 % der Meßwerte etwas geringere Gewährleistungswerte von $\geqq$ 8,2 N bzw. $\geqq$ 6,5 N zugelassen werden. Da die Phantomkreise für Rundfunkübertragungen im Frequenzbereich 50 ... 10 000 Hz in Betracht kommen, sind für diese Stromkreise Nebensprechdämpfungswerte bei der Meßfrequenz 5000 Hz vorgesehen. Diese Dämpfungswerte werden mit Schnarrer gemessen, die Garantiewerte für eine Verstärkerfeldlänge von 37,5 km betragen für die Fernnebensprechdämpfung $\geqq$ 10,5 N und für die Nahnebensprechdämpfung $\geqq$ 9,5 N.

Die Abweichungen des Scheinwiderstandes der Stämme von der Sollkurve des Wellenwiderstandes im Übertragungsbereich 12 ... 252 kHz sollen, in Stufen von 10 kHz gemessen, $\leqq$ 7 % sein. Für die Leitungsdämpfung der Stammleitungen ist bei der Meßfrequenz 252 kHz ein Höchstwert von $\leqq$ 350 mN/km vorgeschrieben; bei der Planung wird jedoch mit einem geringeren Wert, mit 325 mN/km gerechnet. Für den Isolationswiderstand jeder Ader gegen alle anderen Adern und gegen den Bleimantel, gemessen im Verstärkerfeld, gilt ein Wert von $\geqq$ 20 000 Megohm × km. Der Schleifenwiderstand der Stämme aller Sternviererseile soll $\leqq$ 31,0 Ohm/km sein, wobei der Widerstandsunterschied der beiden Leiter eines Stammes im Verstärkerfeld von 19 km Länge nur $\leqq$ 0,4 Ohm sein darf.

Um die Wirkung des reflektierten Nahnebensprechens bei den Tf-Leitungen möglichst klein zu halten, wird eine gute Anpassung des Verstärkers an den Wellenwiderstand der Stammleitungen gefordert, besonders bei den höheren Frequenzen, weil die Nahnebensprechdämpfung mit steigender Frequenz sinkt. Als zulässiger Höchstwert für die Reflexionsfaktoren p am Eingang und Ausgang des Verstärkers gegen den Wellenwiderstand der Tf-Stammleitungen gilt für den in Frage kommenden Frequenzbereich die Beziehung:

$$p \leqq 0{,}15 \cdot \left(1 + \frac{252 - f}{240}\right) \quad \text{(Frequenz f in kHz)}.$$

d) Dämpfungsänderungen durch Temperatureinfluß

Die Dämpfung der Tf-Leitungen ändert sich mit der Temperatur und mit der Frequenz entsprechend Abb. 4; um diese Dämpfungsänderungen bei dem angewandten

Tf-System (V 60-System) zu berücksichtigen, wird im Abstand von etwa 75 km die Leitungsdämpfung durch besondere Temperaturentzerrer ausgeglichen, die auf der Grundlage der angegebenen gestrichelten Kurven bemessen werden können. Die ausgezogene Kurve ist eine Mittelkurve der Dämpfungsänderungen für die Innen- und Außenlage des Tf-Kabels.

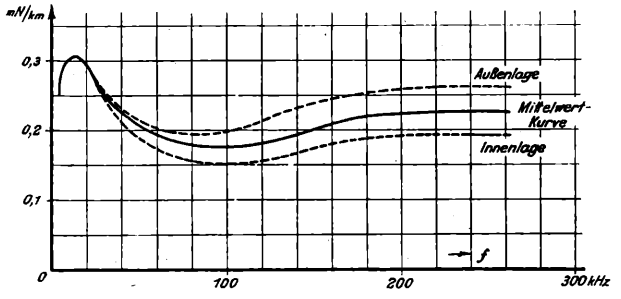


Abb. 4. Dämpfungsänderung $\Delta\beta$ je °C Temperaturänderung als Funktion der Frequenz

e) Prüfleitersystem

Bei der Möglichkeit einer hohen Ausnutzung dieser Tf-Fernkabel — es können bis zu 1440 Vierdrahtstromkreise in den beiden Kabeln geschaltet werden — erschien es notwendig, eine erhöhte Sicherheit gegen auftretende Störungen in diesen Kabeln zu schaffen. Um Störungen durch Beschädigung des Kabelbleimantels möglichst frühzeitig den überwachenden Verstärkerämtern anzuzeigen und dadurch eine Außerbetriebsetzung der ganzen Kabelanlage zu verhindern, wurde ein Prüfleitersystem vorgesehen, das aus einer Kupferlitze mit $7 \times 0{,}2$ mm Kupferdrähten besteht (Abb. 5 a) oder auch aus zwei blanken Prüfdrähten aus

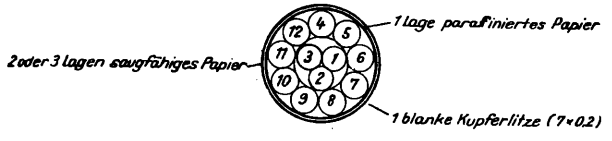


Abb. 5 a. Tf-Fernkabel Form 24 b mit Prüfleiter (Kupferlitze). Kabeldurchmesser unter Blei ~ 30 mm

Kupfer, die diametral im Kabel unter dem Bleimantel angeordnet sind (Abb. 5 b). Diese Prüfdrähte sind isoliert gegen die Kabeladern und gegen den Bleimantel

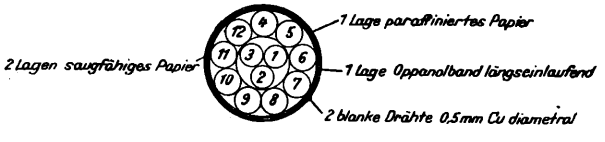


Abb. 5 b. Tf-Fernkabel Form 24 c mit Prüfleiter (zwei blanke Drähte 0,5 mm). Kabeldurchmesser unter Blei ~ 30 mm

und lassen den jeweiligen Isolationszustand des Kabels an einem entsprechenden Meßinstrument erkennen. Die Prüfdrähte sollen einen Gleichstromwiderstand von 140 ... 170 Ohm/km bei Kupferlitze und von $\leq$ 92 Ohm/km bei Kupferdraht aufweisen und einer Spannungsprüfung mit 500 Volt effektiver Wechselspannung der Frequenz 50 Hz gegen den Bleimantel unterworfen werden, die mindestens zwei Minuten aufrechterhalten wird. Bei hochspannungsbeeinflußten Tf-Kabelleitungen ist eine Spannungsprüfung der Prüfdrähte mit 1800 Volt effektiver Wechselspannung vorgesehen.

f) Tf-Fernkabelendverschluß

Infolge der hohen auf den Kabelleitungen zu übertragenden Frequenzen mußten auch entsprechende elektrische Anforderungen an den Kabelendverschluß gestellt werden. Bei dem neuentwickelten Tf-Fernkabelendverschluß (Abb. 6) werden die einzelnen Kaderpaare gegeneinander abgeschirmt. Wegen der erforderlichen hohen Isolation ist die Isolierplatte des Endverschlusses aus Plexiglas hergestellt. Um bei hochspannungsbeeinflußten Verstärkerfeldern eine

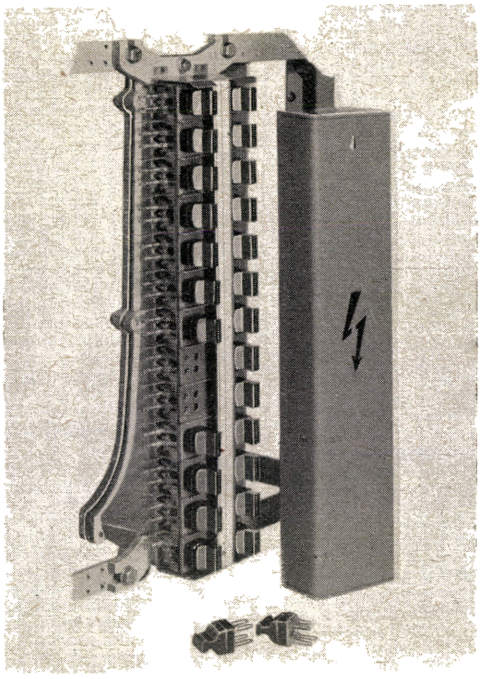


Abb. 6. Tf-Fernkabelendverschluß

möglichst kurze Leitungsführung zwischen Endverschluß und Fernleitungsübertragern zu erhalten, werden diese unmittelbar auf beiden Seiten des Endverschlusses für Stämme und Phantome angeordnet.

5. Nebensprechausgleich

Infolge der benutzten hohen Frequenzlage stellen die trägerfrequenten Leitungen wesentlich schärfere Anforderungen an die Nebensprechdämpfung als die niederfrequenten Stromkreise. Der geringere Wellenwiderstand bei unbespulten Leitungen hat eine Erhöhung der Leitungsströme und damit auch eine Erhöhung der magnetischen Kopplungen zur Folge. Der komplexe Charakter und der Frequenzgang der magnetischen Kopplungen wird durch die Wirbelstrombildung im Bleimantel hervorgerufen und außerdem noch durch den sogenannten „Näherungseffekt", d. h. durch die mit der Frequenz zunehmende Nähewirkung zwischen Hin- und Rückleitung. Daher ist bei den trägerfrequent ausgenutzten Leitungen als bestimmende Größe an die Stelle der kapazitiven Kopplung die elektromagnetische Kopplung getreten, die kapazitive und magnetische Kopplung zusammenfaßt, wobei diese beiden Kopplungsarten sich weitgehend gegenseitig kompensieren. Durch sorgfältige Herstellung der Tf-Kabel, insbesondere durch hohe Gleichmäßigkeit der Leiterstärken, der Kordel und des Wickelpapiers sowie durch richtig gewählte verschiedene Drallängen wird erreicht, daß die Pflichtenhefts-

bestimmungen für die elektrischen Eigenschaften der Tf-Kabel möglichst eingehalten werden. Trotzdem können — ohne allzu großen Aufwand — bei der Herstellung im Werk nicht alle zu stellenden Forderungen, insbesondere die an die Nebensprechkopplungen, vollständig erfüllt werden. Es ist daher erforderlich, bei der Montage der Tf-Kabel auf der Baustrecke die Einhaltung der verlangten Nebensprechdämpfungswerte durch zusätzliche Ausgleichsmaßnahmen sicherzustellen. Da die Tf-Leitungen als 24-paarige Kabel gefertigt werden, ergeben sich für den Ausgleich $\frac{n \cdot (n-1)}{2}$ = 276 Kombinationen. Nach der angewandten Ausgleichsmethode werden in Abständen von 300 m, also an jeder Lötstelle, bei allen 12 Vierern systematische Kreuzungen vorgenommen, und zwar im Wechsel entweder Kreuzungen der a- und b-Ader einer Stammleitung oder Kreuzungen der Stammleitungen untereinander im gleichen Vierer; ferner werden noch zusätzliche Kreuzungen im Abstand von 3 ... 4 km vom Verstärkeramt und außerdem in der Mitte des Verstärkerfeldes eingebaut. Die noch verbleibenden Restkopplungen werden an den beiden genannten Punkten (im Abstand von 3 ... 4 km) durch Einbau von Zusatzkondensatoren ausgeglichen. Als Ausgleichselemente werden keramische Kondensatoren verwendet, wobei die zeitlichen und durch Temperaturdifferenzen bedingten Schwankungen der Kondensatorwerte unter 1 % bleiben müssen. Ein Muster einer ausgeführten Kondensatormuffe mit keramischen Kondensatoren ist aus Abb. 7 zu ersehen.

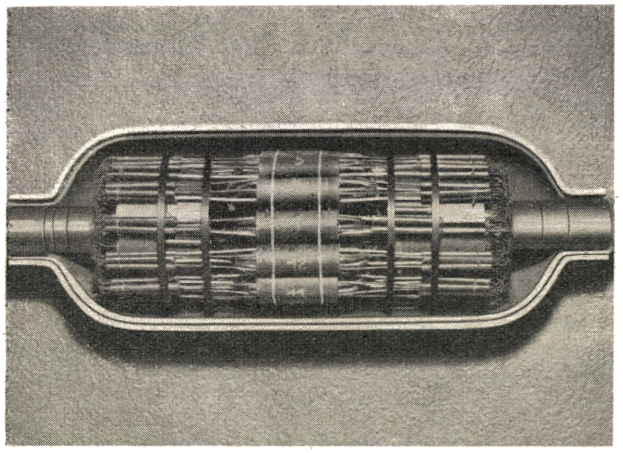


Abb. 7. Ausgeführte Ausgleich-Kondensatormuffe mit keramischen Kondensatoren

6. Meßergebnisse an ausgeführten Tf-Fernkabelanlagen

Der Mittelwert aus Dämpfungsmessungen an Stämmen des Kerns und der ersten Lage ergab eine Dämpfungskurve entsprechend Abb. 8 im Bereich von 20 ... 260 kHz; der im Pflichtenheft zugelassene Wert von 350 mN/km wird dabei nicht erreicht, während der ebenfalls genannte Planungswert von 325 mN/km mit dem gemessenen Dämpfungsmittelwert gut übereinstimmt. Die infolge von Temperaturschwankungen eintretende Änderung der Dämpfung kann je °C Temperaturänderung und für einen Frequenzbereich von 10 ... 250 kHz aus der aus Messungen gewonnenen Kurve der Abb. 4 entnommen werden.

Die für die Übertragung von Rundfunkprogrammen vorgesehenen Phantomkreise weisen einen Dämpfungsverlauf nach Abb. 9 im Frequenzbereich 50 ... 10 000 Hz auf. Der Wellenwiderstand der Stämme und der Phantomkreise ist in Abb. 3 und 10 gezeigt; die Messungen ergaben, daß die im Pflichtenheft zugelassene Toleranz von $\leqq 7$ % in keinem Fall überschritten wird, daß vielmehr die Meßwerte meist wesentlich darunter liegen.

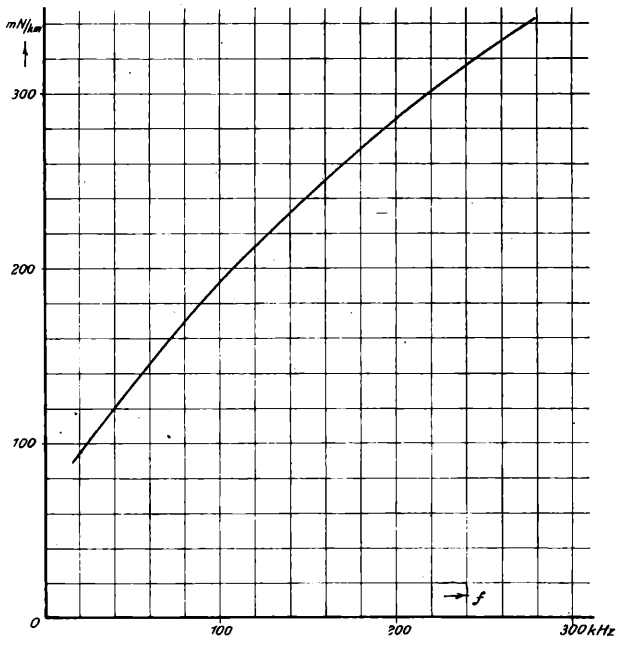


Abb. 8. Dämpfung der Stämme des Tf-Fernkabels Form 24 b als Funktion der Frequenz

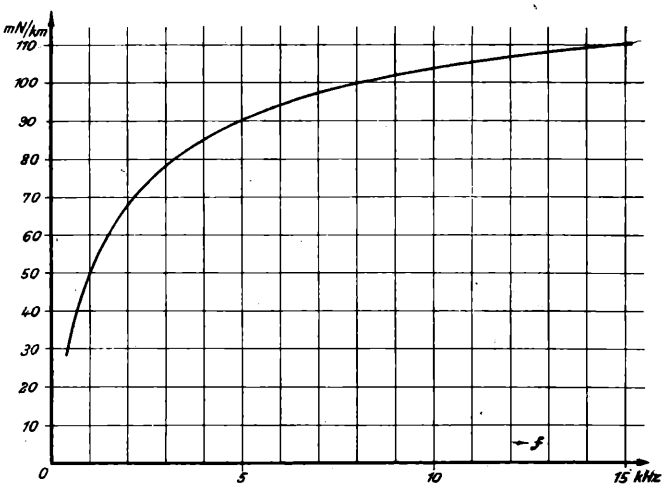


Abb. 9. Dämpfung der Phantomkreise des Tf-Fernkabels Form 24 b als Funktion der Frequenz

Die Nebensprechmessungen zwischen den Stämmen bei 60 und 252 kHz an den ersten Tf-Kabelstrecken zeigen, daß durch die getroffenen Ausgleichsmaßnahmen Fernnebensprechdämpfungen von $\geqq 8$ N erreicht werden — dieser Dämpfungswert war bei der ersten Tf-Kabelanlage gefordert worden —, wobei jedoch in einigen Fällen eine geringfügige Verschlechterung der Nahnebensprechdämpfung unter 7,0 N eingetreten ist. Die an späteren Tf-Kabelanlagen gemessenen Nebensprechwerte weisen nach dem Ausgleich die in Tafel I angegebenen Grenzwerte auf; die durch den Nebensprechausgleich erreichten Dämpfungswerte für das Fernnebensprechen liegen um mindestens 0,2 N über dem neueren Pflichtenheftswert von $\geqq 8{,}5$ N (für 90 % der

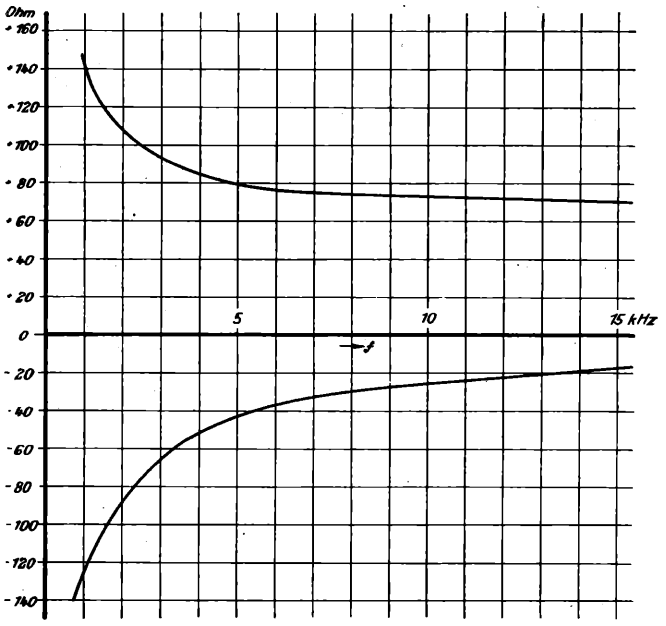


Abb. 10. Wellenwiderstand der Phantomkreise des Tf-Fernkabels Form 24 b als Funktion der Frequenz

7. Netzgestaltung im Fernsprechweitverkehr

Durch die Einführung der Tf-Technik, die nach den Empfehlungen des CCIF künftig die alleinige Grundlage des Netzaufbaus im Fernsprechweitverkehr ist, ergab sich — trotz der bisher teilweise schon vorhandenen Tf-Ausnutzung im bestehenden alten Fernkabelnetz — eine weitgehende strukturelle Änderung des neuen Weitverkehrsnetzes. Es mußte unter Berücksichtigung der kommenden Einführung der Landesfernwahl ein vollständiges, leistungsfähiges und trägerfrequent betriebenes Netz aufgebaut werden, das die Schaltung einer größeren Zahl von mehr oder weniger starken Leitungsbündeln zwischen den Umschlagpunkten des Fernsprechverkehrs, zwischen den DF's und VF's, ermöglicht. Abb. 11 zeigt für den Bereich der Bundesrepublik dieses rein trägerfrequente Weitverkehrsnetz, das nur aus Leitungen mit großer Übertragungsgeschwindigkeit besteht. In dieses Netz, dessen Planung und erster Ausbau auf das Jahr 1950 zurückgeht, sind auch die koaxialen Linien aus früherer Zeit auf den Strecken Frankfurt a. Main—Hannover—Hamburg und München—Salzburg und die symmetrischen Linien München—Stuttgart mit einbezogen

Tafel I

Imvierer-Nebensprechdämpfungswerte der Stämme der Vierer 1 ... 12

Strecke	Streckenlänge km	Nahnebensprechdämpfung bei 60 kHz	Nahnebensprechdämpfung bei 252 kHz	Fernnebensprechdämpfung bei 60 kHz	Fernnebensprechdämpfung bei 252 kHz	Kabel	Zulässige Werte entsprechend der Beziehung $8{,}5 + \frac{1}{2} \cdot \ln \frac{19\,(km)}{1\,(km)}$ [für 10 % der Werte sind zugelassen $b_n \geqq 6{,}5$ N $b_g \geqq 8{,}2$ N]
Karlsruhe — Auerbach	18,62	≧ 8,3 N	≧ 7,0 N	≧ 9,4 N	≧ 9,0 N	1	$b_n \geqq 7{,}0$ N
	18,62	≧ 8,1	≧ 7,4	≧ 9,7	≧ 8,8	2	$b_g \geqq 8{,}2$
Auerbach — Seehaus	18,89	≧ 7,7	≧ 7,2	≧ 9,0	≧ 8,7	1	$b_n \geqq 7{,}0$
	18,89	≧ 7,7	≧ 7,1	≧ 9,9	≧ 8,9	2	$b_g \geqq 8{,}2$
Seehaus — Rutesheim	18,96	≧ 7,4	≧ 7,5	≧ 9,4	≧ 8,7	1	$b_n \geqq 7{,}0$
	18,96	≧ 7,8	≧ 7,1	≧ 9,5	≧ 8,7	2	$b_g \geqq 8{,}5$
Rutesheim — Stuttgart	18,82	≧ 7,6	≧ 7,0	≧ 9,3	≧ 8,8	1	$b_n \geqq 7{,}0$
	18,82	≧ 7,2	≧ 7,0	≧ 9,2	≧ 8,7	2	$b_g \geqq 8{,}5$

Meßwerte) und um mindestens 0,5 N über dem Pflichtenheftswert von ≧ 8,2 N (für 100 % der Meßwerte). Dabei wird der Pflichtenheftswert von ≧ 7,0 N für Nahnebensprechen in keinem Fall unterschritten. Dies bedeutet, daß auch bei den obersten Kanälen des Tf-Systems in der Frequenzlage 204 ... 252 kHz die vom CCIF empfohlenen Geräuschwerte nicht überschritten werden und damit den internationalen Bedingungen voll entsprechen.

Tafel II

Nebensprechdämpfungswerte der Phantomkreise der Vierer 1 ... 12 (gemessen bei 5 kHz)

Strecke	Streckenlänge km	Kabel	Dämpfungswerte b_{n4} N	Dämpfungswerte b_{g4} N
Karlsruhe — Seehaus	37,51	1	≧ 11,6	≧ 10,5
		2	≧ 11,7	≧ 10,5
Seehaus — Stuttgart	37,78	1	≧ 11,5	≧ 10,5
		2	≧ 11,7	≧ 10,7

Die mit 5 kHz gemessenen Nebensprechdämpfungswerte für die Phantomkreise (b_{n4} und b_{g4}) sind in Tafel II aufgeführt und unterschreiten die im Pflichtenheft festgesetzten Werte in keinem Fall; die b_{n4}-Werte liegen um mehr als 2,0 N über dem Sollwert.

worden. Es wird jedoch noch einige Zeit vergehen, bis alle Weitverkehrsleitungen zwischen den VF und DF trägerfrequent betrieben werden; denn wie sich aus Abb. 11 entnehmen läßt, liegt im Zuge der neuen Tf-Linien — abgesehen von den DF — nur ungefähr die Hälfte der bestehenden VF. Die übrigen VF müssen mit Leitungen des bisherigen Fernkabelnetzes in niederfrequenter oder auch auf L-Leitungen in trägerfrequenter Schaltung oder durch Zubringer-Tf-Systeme auf geeigneten entspulten Fernkabelleitungen an das Weitverkehrsnetz angeschlossen werden.

Der Anschluß des Auslandes ist ebenfalls mit besonderen Tf-Linien vorgesehen, so die Verbindung mit Frankreich über Mannheim—Kaiserslautern—Saarbrücken und von Karlsruhe (B) bzw. Freiburg (B) über Appenweier—Straßburg, die Verbindung mit Holland und Großbritannien von Düsseldorf über Venlo, die Verbindung mit Belgien von Köln oder Düsseldorf über Aachen—Lüttich—Brüssel, die Verbindung mit der Schweiz und Italien von Karlsruhe (B) über Freiburg—Basel, die Verbindung mit Österreich von München über Salzburg und die Verbindung mit Österreich und Italien von München über Mittenwald—Innsbruck und schließlich die Verbindung zu den skandinavischen Ländern von Hamburg über Kiel—Flensburg nach Kolding.

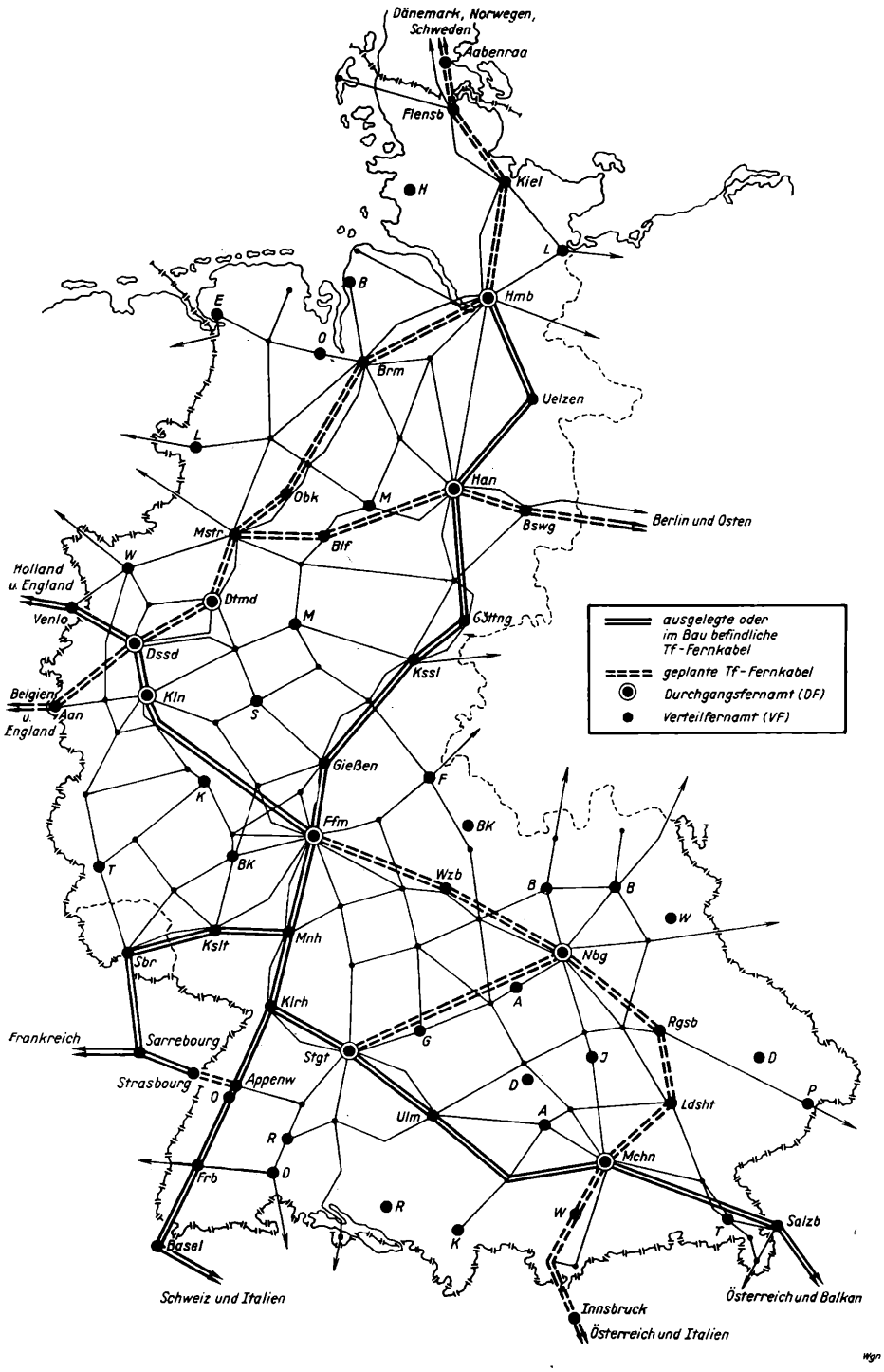


Abb. 11. Tf-Weitverkehrsnetz im Gebiete der Bundesrepublik (Stand Mai 1952)

8. Weitere Entwicklung der symmetrischen Tf-Leitungen

Ersetzt man das als Isolierung für die Kabelleitungen verwendete Papier durch ein anderes geeignetes Isolationsmaterial, z. B. Styroflex oder Polystyrol-Schaumstoff, die beide eine kleinere Dielektrizitätskonstante als Papier haben, so können damit Tf-Leitungen mit wesentlich geringerer Dämpfung hergestellt werden. Die durchgeführten Versuche zeigen, daß die Verwendung von Styroflex und von Schaumstoff eine Dämpfungsverminderung in der Größenordnung von etwa 20 % bewirkt. Dies würde entweder eine entsprechende Vergrößerung der Verstärkerfeldlängen ermöglichen oder — bei gleichem Verstärkerabstand — die Übertragung eines breiteren Frequenzbandes. Wird der Verstärkerabstand von rd. 19 km bei papierisolierten Tf-Kabeln beibehalten, so kann man mit dem genannten Isolationsmaterial Tf-Kabelleitungen herstellen, die bei 552 kHz etwa die gleiche kilometrische Dämpfung aufweisen wie die papierisolierten Tf-Kabel bei 252 kHz. Damit wird die Ausnutzung der Stämme der Tf-Sternvierer mit je 120 Kanälen (V 120-System) möglich, und zwar mit einer Übergruppe mit 60 Kanälen in der Frequenzlage 12 ... 252 kHz und mit einer zweiten Übergruppe mit 60 Kanälen in der Frequenzlage 312 ... 552 kHz. Dies bedeutet die Belegung eines 24-paarigen Tf-Fernkabels mit insgesamt $24 \times 120 = 2880$ Vierdrahtstromkreisen. Wie Messungen an 24-paarigen Versuchskabellängen mit 1,3 mm starken Kupferleitern und einer Betriebskapazität von etwa 0,022 µF/km ergeben haben, sind die Nahnebensprechdämpfungen bei 550 kHz von gleicher Größenordnung wie bei 250 kHz, während die Fernnebensprechdämpfungswerte etwas tiefer liegen. Es kann daher angenommen werden, daß die eine Übergruppe mit 60 Kanälen in der unteren Frequenzlage vollständig den CCIF - Empfehlungen entspricht, während man für die zweite Übergruppe mit 60 Kanälen in der oberen Frequenzlage u. U. etwas höhere Geräuschwerte zulassen wird. Diese Leitungsgruppe wird man daher vor allem für den nationalen Verkehr mit Reichweiten von 1000 ... 1500 km vorsehen. Genaue Angaben über die Höhe der erreichbaren Nebensprechdämpfungswerte bei Frequenzen bis zu 550 kHz können jedoch nach dem Ausgleich vollständiger Verstärkerfelder gegeben werden.

Bei der fortschreitenden Entwicklung des Fernsehens ergab sich in neuerer Zeit auch die Frage der Übertragung von Fernseh-Programmen auf Kabelleitungen, wofür ein Frequenzband von etwa 4 ... 6 MHz Breite benötigt wird. Für die Übertragung von so breiten Frequenzbändern sind vor allem die koaxialen Kabelleitungen geeignet. Dies führte zu dem Vorschlag einer

neuen Kabelform (Abb. 12), die sowohl für Fernsprechen als auch für Fernsehen zweckmäßig erscheint. An Stelle der drei symmetrischen Kernvierer im bisherigen

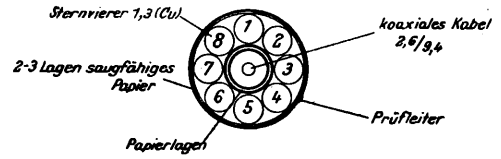


Abb. 12. Tf-Fernkabel Form 17 mit koaxialem Kern (2,6/9,4 mm) für Fernsehübertragung
Kabeldurchmesser unter Blei = ~ 31

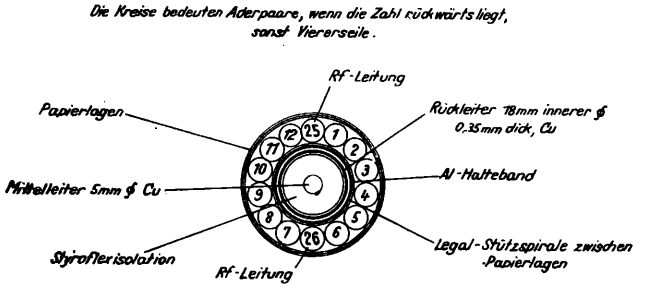


Abb. 13. Fernkabel Form 27 mit koaxialem Kern (5/18 mm)
Kabeldurchmesser unter Blei = ~ 38,5

24-paarigen Tf-Fernkabel wird eine koaxiale Kabelleitung mit den vom CCIF empfohlenen Abmessungen (2,6/9,4 mm) angeordnet, um die als sogenannter „Beipack" acht symmetrische Sternvierer mit Styroflex- oder Schaumstoffbandisolierung liegen. Auch diese Kabelform wird mit einem Prüfleitersystem ausgerüstet werden. Die koaxiale Leitung dient für die Übertragung des Fernsehens, während der aus acht Sternvierern bestehende Beipack eine Ausnutzung mit maximal $16 \times 120 = 1920$ Stromkreisen ermöglicht. Dieser Aufbau ist aus dem früheren deutschen Weitverkehrsnetz mit koaxialen Tuben abgeleitet, bei dem in ähnlicher Weise der koaxialen Leitung mit den Abmessungen 5/18 mm ein Beipack mit einer größeren Zahl von stern- und DM-verseilten Vierern zugeordnet war (Abb. 13).

Schrifttumsnachweis

H. Düll, Die Planung des deutschen Weitverkehrsnetzes mit trägerfrequenten Einrichtungen. VDE-Fachberichte 1949, S. 121—127.

W. Wolff, Moderne Trägerstromkabel. VDE-Fachberichte 1949, S. 143—147.

H. Griem und W. Zerbel, Planung eines neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabelnetzes für den Weitverkehr. FTZ 3 (1950), H. 3, S. 73—81.

F. Ring und W. Zerbel, Die Reichweite von Trägerfrequenzsystemen. FTZ 3 (1950), H. 10, S. 377—384.

W. Wolff, Trägerfrequenzkabel und -anlagen. AEG-Mitteilungen 41 (1951), S. 129—135.

H. F. Mayer und F. Hölzler, Einige Entwicklungstendenzen in der Übertragung von Nachrichten. Entwicklungsberichte der S. u. H. A. G. 14 (1951), H. 1, S. 1—10.

W. Klein, Das Fernnebensprechen im Vierer eines Sternviererkabels. A. E. Ü. 5 (1951), S. 414—421.

(Eingeg. 14. Mai 1952)

Sonderdruck aus der Zeitschrift „FERNMELDE-PRAXIS“ Nr. 16/52

Der Einfluß von nichtverzerrenden Verlängerungsleitungen in Zweidrahtendfeldern auf die Stabilität

Von J. Bugdahn, Darmstadt

(Mitteilungen aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

DK 621.395.661

A. Allgemeines

Der Fernrufrelaissatz in Fernämtern 36 enthält u. a. ein Netzwerk, durch das der sehr hohe Wechselstromwiderstand des Anrufrelais (etwa 80 000 Ohm) auf angenähert 600 herabgesetzt wird. Die Fernleitung ist also im Anrufzustand abgeschlossen. Hierdurch werden Rückkopplungsverzerrungen der Tonfrequenzrufspannung während des Rufvorganges in der Leitung weitgehend verhindert. In Fernleitungen, die in Fernämtern älterer Bauart (z. B. ZB 10 ... 27) enden, ist dies nicht der Fall, weil die Fernanrufrelaissätze in diesen Ämtern die eingangs erwähnten Netzwerke nicht enthalten. Schwierigkeiten können besonders in Leitungen mit Zweidrahtendfeldern sehr geringer Dämpfung auftreten, weil der fehlende Leitungsabschluß sich sehr ungünstig auf die Fehlerdämpfung am Gabelpunkt des nächsten Verstärkers und damit auf die Stabilität der Leitung auswirkt. Um dies zu vermeiden, wird die Dämpfung der Zweidrahtendfelder im Betriebe öfter durch Einschalten von nichtverzerrenden Verlängerungsleitungen (VL) z. B. auf 0,6 N (bei 800 Hz) erhöht. Im folgenden soll nun untersucht werden, welchen Einfluß diese Verlängerungsleitungen auf die Stabilität der Leitungen haben.

B. Nichtverzerrende Verlängerungsleitung vor dem Verstärker

Dieser Fall ist bereits früher an anderer Stelle*) beschrieben worden; der Vollständigkeit halber soll darauf aber noch kurz eingegangen werden.

1. VL vor einem Unterwegsverstärker

Durch das Einschalten einer VL vor dem Brückenübertrager eines gewöhnlichen Zweidrahtverstärkers oder eines Übergangsverstärkers (von Zweidraht- auf Vierdraht) kann die Stabilität der Leitung nicht erhöht werden. Dies ist leicht einzusehen, wenn man z. B. die Gabelübergangsdämpfungen $b_{gü}$ und $b_{gü'}$ eines Übergangsverstärkers bei angeschalteter Zweidrahtleitung mit bzw. ohne VL berechnet (Abb. 1).

Der Grad der Übereinstimmung zwischen dem Eingangswiderstand $\mathfrak{W}$ der nachzubildenden Zweidrahtleitung und dem Wechselstromwiderstand $\mathfrak{N}$ der Nachbildung N sei, wie üblich, durch die Fehlerdämpfung

$$b_F = \ln \left| \frac{\mathfrak{W} + \mathfrak{N}}{\mathfrak{W} - \mathfrak{N}} \right|$$

ausgedrückt. In der Schaltung nach Abb. 1a ist dann am Nachbrückenübertrager (NBÜ) des Übergangsverstärkers die Fehlerdämpfung $b_{F'}$ vorhanden, die um den doppelten Wert der Dämpfung b der VL größer sein muß als die Fehlerdämpfung b_F, also

$$b_{F'} = b_F + 2b \tag{1}$$

Die Verstärkungen $S_{1'}$ und $S_{2'}$ müssen um den Betrag der Dämpfung b der VL größer sein als die Verstärkungen S_1 und S_2 in der Schaltung nach Abb. 1b, damit sich nichts an den Pegelverhältnissen ändert, also

$$S_{1'} = S_1 + b \; ; \; S_{2'} = S_2 + b \tag{2}$$

Man erhält dann für die Gabelübergangsdämpfungen nach Abb. 1a und mit den Gleichungen (1) und (2)

$$b_{gü'} = b_{F'} - (S_{1'} + S_{2'}) = b_F - (S_1 + S_2) \tag{3}$$

und nach Abb. 1b

$$b_{gü'} = b_F - (S_1 + S_2) \tag{4}$$

Mithin ist

$$\boxed{b_{gü} = b_{gü'}}$$

*) Vgl. E. Buchmann und V. Gandtner: „Über den Einfluß von Dämpfungsgliedern an der Zweidrahtseite von Fernsprechverstärkern auf die Stabilität“, EFD 58, 1941.

Das heißt, die Gabelübergangsdämpfung und damit die Stabilität der Leitung ist bei vorgeschalteter VL genau so groß wie wenn sie nicht vorhanden wäre. In der Praxis kann sie sogar geringer sein, wenn die Verlängerungsleitungen auf Leitungs- und Nachbildungsseite gewisse Kennwiderstandsunterschiede haben, die die Fehlerdämpfung herabsetzen.

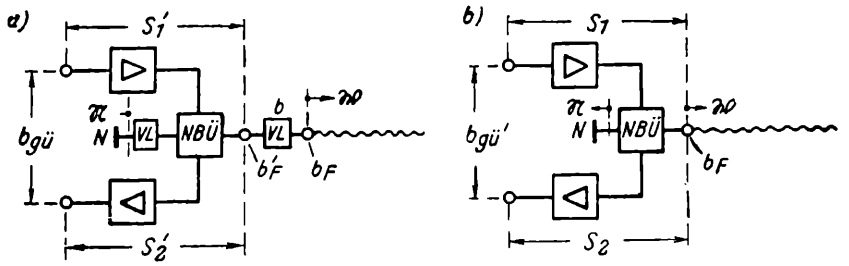


Abb. 1. Übergangsverstärker mit angeschalteter Zweidrahtleitung

2. VL in einer Endverstärkerdurchgangsverbindung

Anders als bei Zweidraht- und Übergangsverstärkern liegen die Verhältnisse bei der bekannten Verwendung von Verlängerungsleitungen in einer Endverstärkerdurchgangsverbindung (Abb. 2). Die nachstehende diesbezügliche Betrachtung gehört zwar nicht zum eigentlichen Thema, sie ist jedoch von Bedeutung, weil man ohne sie aus den Ausführungen unter 1. schließen könnte, daß auch die VL_3 im Endverstärker für die Stabilität der Durchgangsverbindung keinen Vorteil bringt. Für die Berechnung wird festgelegt, daß

$$\delta = \frac{K - N}{K + N} \tag{6}$$

der Nachbildfehler ist, der sich aus dem Grad der Abweichung des Kennwiderstandes K der VL_3 und dem Wechselstromwiderstand N der Nachbildung ergibt.

Ferner soll

$$p = \frac{K - R}{K + R} \tag{7}$$

den Anpassungsfehler bedeuten, der durch den Grad der Abweichung des Kennwiderstandes K der VL_3 und des Eingangswiderstandes R des zweiten Endverstärkers bedingt ist. Die Fehlerdämpfung b_F am NBÜ errechnet sich dann wie folgt

$$b_F = \ln \frac{1}{|\delta| + |p| \cdot e^{-2(2b)}} = -\ln (|\delta| + |p| \cdot e^{-4b}) \tag{9}$$

Bezeichnet man ferner mit Δs den Wert, um den die Verstärkung durch die vorgeschaltete VL_3 erhöht werden muß, damit sich an den Pegelverhältnissen nichts ändert, d. h. setzt man $\Delta s = b$,

so ist die Gabelübergangsdämpfung

$$b_{gü} = -\Delta s + b_F - \Delta s$$

oder

$$\boxed{b_{gü} = -2b - \ln (|\delta| + |p| \cdot e^{-4b})} \tag{10}$$

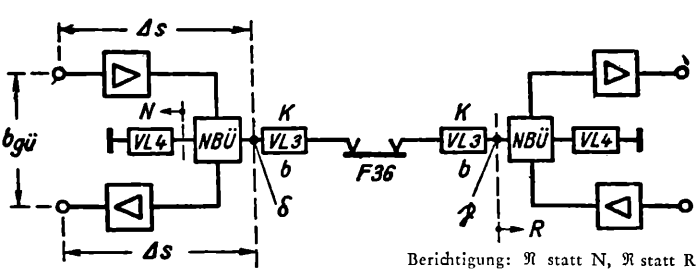


Abb. 2. Endverstärker-Durchgangsverbindung

Berichtigung: $\mathfrak{N}$ statt N, $\mathfrak{R}$ statt R

Setzt man in die Gleichung (10) für $|\delta|$ den in der Praxis normalerweise erreichbaren Wert von 0,01 und für $|p|$ den Wert 0,05 ein, der angenähert dem vorgeschriebenen Pflichtwert — gemessen unmittelbar am Nachbrückenübertrager! — entspricht, so erhält man den in Abb. 3 dargestellten Verlauf der Gabelübergangsdämpfung $b_{gü}$ in Abhängigkeit von der Dämpfung b der VL_3. $b_{gü}$ steigt zunächst bis zu einem Höchstwert an und fällt dann wieder ab. Der Höchstwert wird erreicht für

$$b = \frac{1}{4} \ln \left| \frac{p}{\delta} \right| \tag{11}$$

(im Beispiel nach Abb. 3: $b = \frac{1}{4} \ln \frac{0{,}05}{0{,}01} = 0{,}4$)

und hat den Wert

$$b_{gü} = \ln \frac{1}{2\sqrt{|\delta \cdot p|}} \tag{12}$$

(im Beispiel nach Abb. 3: $b_{gü} = \ln \frac{1}{2\sqrt{0{,}01 \cdot 0{,}05}} = 3{,}11$)

Im Endverstärkerdurchgangsdienst wird also durch die VL_3 eine gewisse Verbesserung der Stabilität der Leitung erreicht.

C. Nichtverzerrende Verlängerungsleitung am Ende der Fernleitung

1. Allgemeines

Schaltet man am Ende einer Fernleitung eine VL ein, so ist die Fernleitung im Anrufzustand durch den Querwiderstand q (vgl. Abb. 6c) und die beiden zur Leitung weisenden Längswiderstände $l/4$ abgeschlossen. Dieser Abschluß ist zwar bei den in Frage kommenden kleinen Dämpfungswerten der VL recht unvollkommen, er wirkt sich aber auf die am Gabelpunkt des letzten Verstärkers wirksame Rückflußdämpfung b_R immerhin günstiger aus, als gar kein Leitungsabschluß. Die Stabilität der Leitung ist jedoch nur dann höher, wenn der Gewinn an Rückflußdämpfung größer ist als die zum Ausgleich der Dämpfung der VL erforderliche Erhöhung der Verstärkung in beiden Sprechwegen. Zu berücksichtigen ist außerdem noch der Einfluß der VL auf die Stabilität im Gesprächszustand der Leitung. Es ist daher unerläßlich, für verschiedene Schaltungen (mit und ohne VL) die Rückflußdämpfung b_R zu berechnen, um sich ein Bild über die Zweckmäßigkeit der Einschaltung einer Verlängerungsleitung am Leitungsende machen zu können. Zuvor soll jedoch noch auf das Grundsätzliche über den Gang und die Durchführung der Berechnung von b_R eingegangen werden.

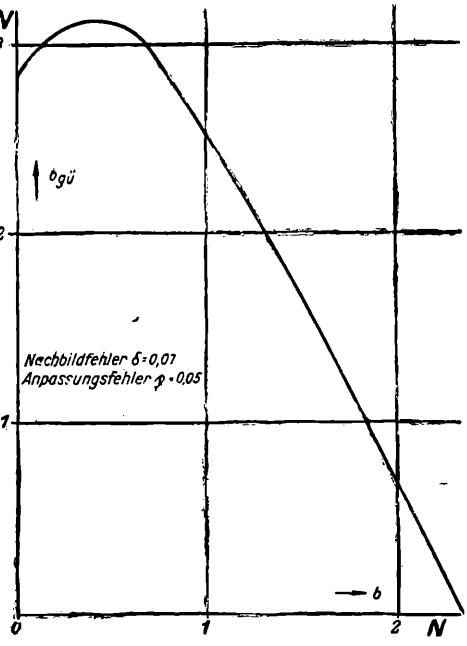
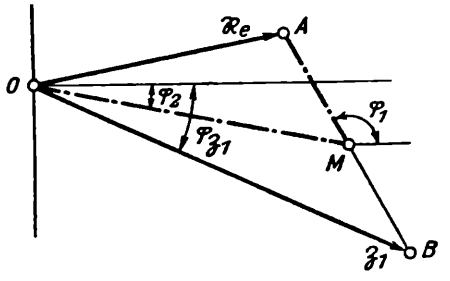


Abb. 3. Gabelübergangsdämpfung in Abhängigkeit von der Dämpfung der VL 3 im Endverstärker

2. Grundsätzliches über Gang und Durchführung der Berechnung von b_R (hierzu Abb. 6d)

Man rechnet bei dem zusammengesetzten Übertragungssystem nach Abb. 6d vom Leitungsende beginnend schrittweise nach dem Leitungsanfang zu. Aus $\mathfrak{R}_e$ und $\mathfrak{Z}_1$ ist zunächst der Reflexionsfaktor $\mathfrak{p}_e$ zu bestimmen. Im vorliegenden Fall ist dies auf graphischem Wege nach Abb. 4 geschehen*). Der Eingangswiderstand $\mathfrak{W}_1$ wird dann rechnerisch aus der Beziehung

$$\mathfrak{W}_1 = |\mathfrak{Z}_1| \cdot e^{i\varphi_{z1}} \cdot \frac{1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{-2g_1}}{1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{-2g_1}} \quad **) \qquad (13)$$



$AM = BM = \left|\frac{\mathfrak{R}_e - \mathfrak{Z}_1}{2}\right|$

$\varphi_1 = \sphericalangle$ von $\left|\frac{\mathfrak{R}_e - \mathfrak{Z}_1}{2}\right|$

$= \sphericalangle$ von $\mathfrak{R}_e - \mathfrak{Z}_1$

$OM = \left|\frac{\mathfrak{R}_e + \mathfrak{Z}_1}{2}\right|$

$\varphi_2 = \sphericalangle$ von $\left|\frac{\mathfrak{R}_e + \mathfrak{Z}_1}{2}\right|$

$= \sphericalangle$ von $\mathfrak{R}_e + \mathfrak{Z}_1$

$\frac{AM}{OM}$ = Betrag von $\mathfrak{p}_e$

$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ = Winkel von $\mathfrak{p}$

Abb. 4. Bildung des Reflektionsfaktors

Berichtigung: $\varphi = \varphi_1 - \varphi =$ Winkel von $\mathfrak{p}_a$

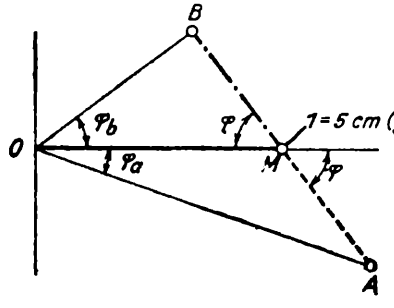
---

ermittelt, nachdem man zuvor den Quotienten $\frac{1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{-2g_1}}{1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi} \cdot e^{-2g_1}}$

z. B. auf graphischem Wege nach Abb. 5 gebildet hat. Mit $\mathfrak{W}_1$ und $\mathfrak{Z}_2$ wird darauf der Reflexionsfaktor $\mathfrak{p}_1$ nach dem graphischen Verfahren in Abb. 5 bestimmt, der seinerseits der Berechnung von $\mathfrak{W}_2$ unter sinngemäßer Anwendung der Gleichung (13) dient: Mit $\mathfrak{W}_2$ und $\mathfrak{Z}$ bildet man anschließend wiederum graphisch den Reflexionsfaktor $\mathfrak{p}_2$, der schließlich noch mit e^{-2g} zu multiplizieren ist, um den Rückflußfaktor $\mathfrak{p}_a$ bzw. die Rückflußdämpfung

$$b_R = \ln \frac{1}{|\mathfrak{p}_a|} \text{ zu erhalten.} \qquad (14)$$

Berichtigung: $AM = -BM = |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$



$OM = 1$

$AM = BM = |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$

OA = Betrag von $1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$

φ_a = Winkel von $1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$

OB = Betrag von $1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$

φ_b = Winkel von $1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}$

$\frac{OA}{OB}$ = Betrag von $\frac{1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}}{1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}}$

$\varphi' = \varphi_a - \varphi_b$ = Winkel von $\frac{1 + |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}}{1 - |\mathfrak{p}_e| \cdot e^{i\varphi}}$

Abb. 5. Bildung des Quotienten

**) Zu vergl. auch E. Thinius: Anwendung der Ortskurvenlehre in der Wechselstrom- und Übertragungstechnik, Fernmelde-Ingenieur, Heft 7, 1952.*

***) Zu vergl. auch TMO 2, S. 146.*

3. Zusammenstellung der für die Berechnungen unter 4. und 5. zugrundegelegten elektrischen Größen

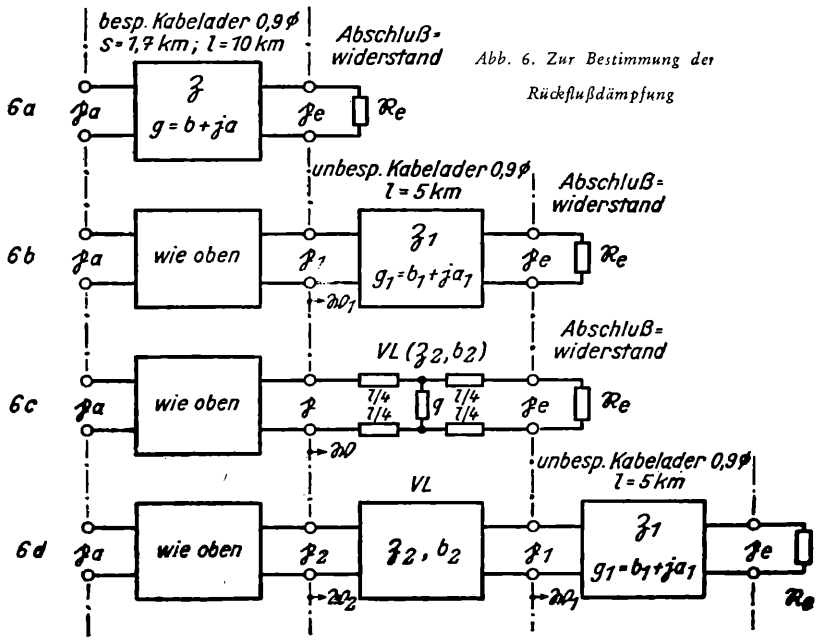


Abb. 6. Zur Bestimmung der Rückflußdämpfung

Tf. 1

f (Hz)	$\mathfrak{Z}$	e^{-2g}	$\mathfrak{Z}_1$	e^{-2g_1}	$\mathfrak{R}_e$ f. Tln.-App. W38
300	799 · ei(−10,2)	0,68 · ei(−124)	970 · ei(−44,5)	0,67 · ei(−23)	485 · ei 23
800	796 · ei(−3,8)	0,67 · ei 26	580 · ei(−43)	0,49 · ei(−40)	580 · ei 33,5
2000	934 · ei(−1,7)	0,65 · ei(−164)	360 · ei(−40,5)	0,37 · ei(−69)	960 · ei 45,5

Wofür die in der Tafel verwendeten Bezeichnungen gelten, ist aus der vorstehenden Abb. 6 ersichtlich. Bei den Werten für $\mathfrak{Z}$ ist angenommen, daß auf beiden Seiten des Zweidrahtendfeldes ideale Fernleitungsübertrager 1:2 eingeschaltet sind.

4. Berechnung der Rückflußdämpfung b_R eines Zweidrahtendfeldes bei verschiedenen Schaltungen im Anrufzustand der Fernleitung

Die Berechnung ist nach den grundsätzlichen Angaben unter 2. für verschiedene Schaltungen durchgeführt worden und in den Tafeln 2 bis 4 — vgl. unter a) bis c) — enthalten.

a) Zweidrahtendfeld nur mit Fernanrufrelais abgeschlossen, d. h. Leitungsende offen ($\mathfrak{R}_e = \infty$). Hierzu Abb. 6a.

Tf. 2

f	300	800	2000 Hz
p_e	1	1	1
p_a	$0{,}68 \cdot e^{j(-124)}$	$0{,}67 \cdot e^{j26}$	$0{,}65 \cdot e^{j(-164)}$
b_R	0,39 (0,40)	0,4 (0,42)	0,43 N (0,42 N)

Die vorstehenden und die in den folgenden Abschnitten angegebenen Klammerwerte für b_R sind an einer entsprechend aufgebauten Leitung im Betriebe gemessen worden*). Es zeigt sich, daß die Meßwerte recht gut mit den errechneten Werten übereinstimmen, wenn man berücksichtigt, daß die durch die Fernleitungsübertrager bedingte Widerstandsumbildung und dergl. bei der Berechnung nicht erfaßt ist.

b) Zweidrahtendfeld mit Ohmschen Widerstand abgeschlossen ($\mathfrak{R}_e = 600$ bzw. 800 Ohm). Hierzu Abb. 6a.

Tf. 3

f	300		800		2000 Hz	
$\mathfrak{R}_e$	600	800	600	800	600	800 Ω
p_e	$0{,}17 \cdot e^{j149}$	$0{,}09 \cdot e^{j90}$	$0{,}14 \cdot e^{j166}$	$0{,}04 \cdot e^{j84}$	$0{,}22 \cdot e^{j177}$	$0{,}08 \cdot e^{j168}$
p_a	$0{,}12 \cdot e^{j25}$	$0{,}06 \cdot e^{j(-34)}$	$0{,}09 \cdot e^{j(-168)}$	$0{,}004 \cdot e^{j(-84)}$	$0{,}14 \cdot e^{j13}$	$0{,}05 \cdot e^{j4}$
b_R	2,12 (1,65)	2,82	2,41 (2,15)	5,53	1,97 (1,70)	3,0

c) Zweidrahtendfeld mit VL von 0,3 bzw. 0,4 N ($\mathfrak{Z}_2 = 600$ Ohm) ohne Abschlußwiderstand ($\mathfrak{R}_e = \infty$). Hierzu Abb. 6c.

Tf. 4

f	300		800		2000 Hz	
b_2	0,3	0,4	0,3	0,4	0,3	0,4 N
p_e	1	1	1	1	1	1
$\mathfrak{W}$	2060	1580	2060	1580	2060	1580 Ω
p	$0{,}47 \cdot e^{j9}$	$0{,}34 \cdot e^{j12}$	$0{,}46 \cdot e^{j3{,}5}$	$0{,}33 \cdot e^{j5}$	$0{,}4 \cdot e^{j2{,}4}$	$0{,}26 \cdot e^{j3{,}5}$
p_a	$0{,}32 \cdot e^{j(-115)}$	$0{,}23 \cdot e^{j(-112)}$	$0{,}31 \cdot e^{j30}$	$0{,}22 \cdot e^{j31}$	$0{,}26 \cdot e^{j(-162)}$	$0{,}17 \cdot e^{j(-161)}$
b_R	1,14	1,47	1,17	1,57	1,35	1,78 N
b_R	0,54 (0,5)	0,67	0,57 (0,63)	0,77	0,75 (0,58)	0,98 N

b_R' ist die um den doppelten Dämpfungswert der VL verringerte Rückflußdämpfung b_R. Das heißt die b_R'-Werte berücksichtigen die durch die Einschaltung der VL notwendige Verstärkungserhöhung im Rückkopplungskreis. Um den Einfluß der VL auf die Stabilität der Leitung festzustellen, braucht man dann nur die b_R'-Werte nach Tafel 4 mit den für die Schaltungen ohne VL ermittelten b_R-Werten nach den Tafeln 2 und 3 zu vergleichen. Es ergibt sich, daß die Stabilität im Anrufzustand einer Fernleitung durch eine am Leitungsende eingeschaltete Verlängerungsleitung nicht wesentlich, durch einen richtigen Leitungsabschluß (600 oder 800 Ohm) dagegen beträchtlich verbessert werden kann.

*) *Die Messungen wurden in dankenswerter Weise vom Techn. OTI Jaeckel, OPD Hannover, ausgeführt.*

5. Berechnung der Rückflußdämpfung b_R eines Zweidrahtendfeldes bei verschiedenen Schaltungen im Gesprächszustand der Fernleitung

Die Berechnung ist wiederum nach den grundsätzlichen Angaben unter 2. für verschiedene Schaltungen durchgeführt worden und in den Tafeln 5 bis 8 — vergleiche unter a) bis d) — enthalten.

a) Fernleitung mit Zweidrahtendfeld ohne VL, verbunden mit einem im Fernamt befindlichen Fernsprechapparat W 38 ($\mathfrak{R}_e$ = Wdst. des W 38)
Hierzu Abb. 6 a.

Tf. 5

f	300	800	2000 Hz
p_e	$0{,}38 \cdot e^{j\,133}$	$0{,}37 \cdot e^{j\,118}$	$0{,}44 \cdot e^{j\,88}$
p_a	$0{,}26 \cdot e^{j\,9}$	$0{,}25 \cdot e^{j\,144}$	$0{,}29 \cdot e^{j\,(-76)}$
b_R	1,35	1,4	1,24 N

b) Fernleitung mit Zweidrahtendfeld ohne VL, verbunden über eine unbespulte Verbindungs- (Anschluß-) Leitung mit einem Fernsprechapparat W 38 ($\mathfrak{R}_e$ = Wdst. des W 38)
Hierzu Abb. 6b.

Tf. 6

f	300	800	2000 Hz
p_e	$0{,}73 \cdot e^{j\,129}$	$0{,}8 \cdot e^{j\,91}$	$0{,}95 \cdot e^{j\,42}$
$\mathfrak{W}_1$	$775 \cdot e^{j\,6{,}5}$	$930 \cdot e^{j\,(-8)}$	$720 \cdot e^{j\,(-60)}$
p_1	$0{,}15 \cdot e^{j\,95}$	$0{,}09 \cdot e^{j\,155}$	$0{,}57 \cdot e^{j\,73}$
p_a	$0{,}1 \cdot e^{j\,(-29)}$	$0{,}06 \cdot e^{j\,(-179)}$	$0{,}37 \cdot e^{j\,(-91)}$
b_R	2,3	2,82	0,99 N

c) Fernleitung mit Zweidrahtendfeld und VL, verbunden mit einem im Fernamt befindlichen Fernsprechapparat W 38 ($\mathfrak{R}_e$ = Wdst. des W 38). Hierzu Abb. 6c.

Tf. 7

f	300		800		2000 Hz	
b_2	0,3	0,4	0,3	0,4	0,3	0,4 N
p_e	$0{,}12 \cdot e^{j\,21}$	$0{,}12 \cdot e^{j\,21}$	$0{,}25 \cdot e^{j\,55}$	$0{,}25 \cdot e^{j\,55}$	$0{,}49 \cdot e^{j\,39}$	$0{,}49 \cdot e^{j\,39}$
$\mathfrak{W}$	$670 \cdot e^{j\,9{,}5}$	$545 \cdot e^{j\,9{,}5}$	$715 \cdot e^{j\,14}$	$585 \cdot e^{j\,14}$	$905 \cdot e^{j\,20{,}5}$	$765 \cdot e^{j\,20{,}5}$
p	$0{,}19 \cdot e^{j\,117}$	$0{,}24 \cdot e^{j\,141}$	$0{,}17 \cdot e^{j\,108}$	$0{,}22 \cdot e^{j\,137}$	$0{,}2 \cdot e^{j\,95}$	$0{,}22 \cdot e^{j\,119}$
p_a	$0{,}13 \cdot e^{j\,(-7)}$	$0{,}16 \cdot e^{j\,17}$	$0{,}11 \cdot e^{j\,134}$	$0{,}15 \cdot e^{j\,163}$	$0{,}13 \cdot e^{j\,(-69)}$	$0{,}14 \cdot e^{j\,(-45)}$
b_R	2,04	1,83	2,21	1,9	2,04	1,97 N
b_R'	1,44	1,03	1,61	1,1	1,44	1,17 N

Wegen der Bedeutung von b_R' vergleiche unter 4 c).

d) Fernleitung mit Zweidrahtendfeld und VL, verbunden über eine unbespulte Verbindungs- (Anschluß-) Leitung mit einem Fernsprechapparat W 38 ($\mathfrak{R}_e$ = Wdst. des W 38). Hierzu Abb. 6 d.

Tf. 8

f	300		800		2000 Hz	
b_2	0,3	0,4	0,3	0,4	0,3	0,4 N
p_e	$0{,}73 \cdot e^{j\,129}$	$0{,}73 \cdot e^{j\,129}$	$0{,}8 \cdot e^{j\,91}$	$0{,}8 \cdot e^{j\,91}$	$0{,}95 \cdot e^{j\,42}$	$0{,}95 \cdot e^{j\,42}$
$\mathfrak{W}_1$	$775 \cdot e^{j\,6{,}5}$	$775 \cdot e^{j\,6{,}5}$	$930 \cdot e^{j\,(-8)}$	$930 \cdot e^{j\,(-8)}$	$720 \cdot e^{j\,(-60)}$	$720 \cdot e^{j\,(-60)}$
p_1	$0{,}14 \cdot e^{j\,24{,}5}$	$0{,}14 \cdot e^{j\,24{,}5}$	$0{,}23 \cdot e^{j\,163}$	$0{,}23 \cdot e^{j\,163}$	$0{,}59 \cdot e^{j\,102}$	$0{,}59 \cdot e^{j\,102}$
$\mathfrak{W}_2$	$695 \cdot e^{j\,4{,}5}$	$670 \cdot e^{j\,2{,}5}$	$460 \cdot e^{j\,4{,}5}$	$505 \cdot e^{j\,2{,}5}$	$530 \cdot e^{j\,34{,}5}$	$540 \cdot e^{j\,29{,}5}$
p_2	$0{,}15 \cdot e^{j\,119}$	$0{,}14 \cdot e^{j\,129}$	$0{,}28 \cdot e^{j\,166}$	$0{,}23 \cdot e^{j\,167}$	$0{,}43 \cdot e^{j\,136}$	$0{,}39 \cdot e^{j\,139}$
p_a	$0{,}1 \cdot e^{j\,(-5{,}5)}$	$0{,}09 \cdot e^{j\,4{,}5}$	$0{,}19 \cdot e^{j\,140}$	$0{,}15 \cdot e^{j\,141}$	$0{,}28 \cdot e^{j\,(-29)}$	$0{,}25 \cdot e^{j\,(-25)}$
b_R	2,3	2,41	1,66	1,9	1,27	1,39 N
b_R'	1,7	1,61	1,06	1,1	0,67	0,59 N

Wegen der Bedeutung von b_R' vergleiche unter 4 c).

Ein Vergleich der Ergebnisse in der Tafel 5 mit denen in der Tafel 7 sowie der Ergebnisse in der Tafel 6 mit denen in der Tafel 8 ergibt, daß die Stabilität im Gesprächszustand einer Fernleitung durch eine am Ende dieser Leitung eingeschaltete VL merkbar verschlechtert wird. Nur in dem einen der angenommenen Fälle (W 38 unmittelbar im Fernamt und Dämpfung der VL = 0,3 N) ist ein kleiner Gewinn (knapp 0,1 N) zu verzeichnen.

D. Zusammfassung

In der vorliegenden Arbeit ist gezeigt, daß eine Erhöhung der Stabilität in einer Fernleitung mit einem Zweidrahtendfeld geringer Dämpfung nicht dadurch erreicht werden kann, daß man eine nichtverzerrende Verlängerungsleitung vor dem Nachbrückenübertrager des letzten Zweidrahtverstärkers oder des Übergangsverstärkers (von Zweidraht auf Vierdraht) einschaltet. Dasselbe gilt natürlich auch für Zwischenfelder geringer Dämpfung. Schaltet man dagegen in Zweidrahtendfeldern eine solche Verlängerungsleitung nicht vor dem Nachbrückenübertrager des letzten Verstärkers, sondern am Leitungsende ein, so kann zwar eine gewisse Verbesserung der Stabilität im Anrufzustand der Fernleitung erzielt werden, im Gesprächszustand ist jedoch im allgemeinen mit einer merkbaren Verschlechterung zu rechnen. Es empfiehlt sich daher, künftig von der Einschaltung einer VL am Ende einer Fernleitung mit Zweidrahtendfeld geringer Dämpfung abzusehen und an Stelle der VL für einen richtigen Leitungsabschluß im Anrufzustand der Fernleitung zu sorgen*). Man kann dies dadurch erreichen, daß auch in den Fernämtern älterer Bauart (z. B. ZBIO . . . 27) im Fernanrufrelaissatz ein Netzwerk vorgesehen wird, das den hohen Wechselstromwiderstand des Anrufrelais auf 600 Ohm oder, falls sich noch günstigere b_R-Werte ergeben, auf 800 Ohm herabsetzt. Diese Widerstandsumbildung dürfte sich, wie beim Fernschrank 36, leicht dadurch erreichen lassen, daß man dem Fernanrufrelais einen Widerstand von etwa 600 bzw. 800 Ohm vorschaltet und parallel zum Fernanrufrelais einen Kondensator geeigneter Kapazität legt. (FP 21 206)

*) *Zu vergl auch Dr. H. Düll: „Tonfrequente Rufvorgänge in Fernkabelleitungen", EFD 48, 1938, S. 173.*

Sonderdruck aus der Zeitschrift „FERNMELDE-PRAXIS" Nr. 17/52
Franz Westphal-Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz

(Mitteilungen aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 47 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal (Dreibandbetrieb)

Von Gottfried Bayer, Darmstadt

Allgemeines

DK 621.395.44

Das Zweibandsystem 47 wird, wie das Zweibandsystem 35, auf leicht bespulten Stamm- und Viererleitungen der Fernkabel mit 1,7 km Spulenabstand (4 Sl 0,9 d und 4 Vl 0,9 d) sowie auf den leicht bespulten Viererleitungen der Kabel mit 2 km Spulenabstand (4 Vl 0,9 b) eingesetzt. Die Frequenzverhältnisse hinsichtlich Frequenzlage und Frequenzbandbreite der Kanäle stimmen bei beiden Systemen überein. Damit können Einrichtungen beider Ausführungen zusammenarbeiten. Im Bereich der DBP werden von den Zweibandeinrichtungen 47 nur Endsätze verwendet. Als Zwischenverstärker dienen ausschließlich Zweibandverstärker 35.

Da die Frequenzverhältnisse der Zweibandsysteme beider Bauarten übereinstimmen, ist es frequenzmäßig möglich, dem Zweibandsystem 47 ähnlich wie dem Zweibandsystem 35[1]) behelfsmäßig einen zusätzlichen Trägerfrequenzkanal (2. Kanal) für die Leitungsart 4 Vl 0,9 d zu überlagern. Dazu sind gewisse Eingriffe in den Zweibandendsatz 47 und Zusätze notwendig.

Als Endgerät für den 2. Kanal dient das TFb1-Gerät.

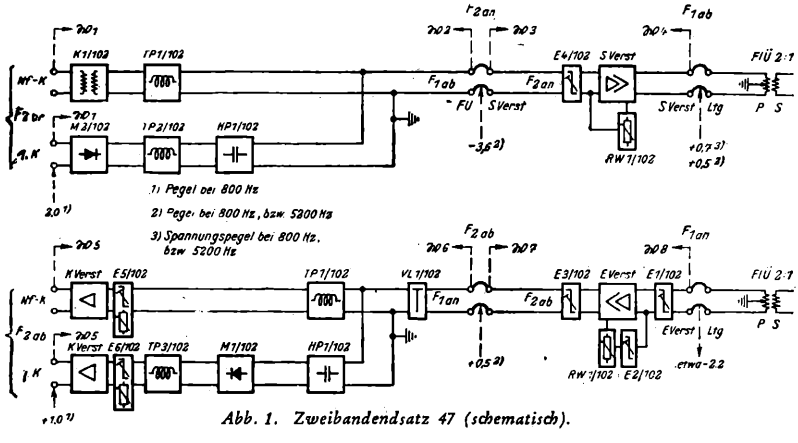


Abb. 1. Zweibandendsatz 47 (schematisch).

A. Wirkungsweise des Zweibandendsatzes 47

1. Sendeteil

Abb. 1 zeigt schematisch den Aufbau des Zweibandendsatzes 47. Die an den Punkten F2an des Niederfrequenzkanals zugeführten Niederfrequenzströme werden über einen Anpassungsübertrager K1/102 und einen Tiefpaß TP1/102, im 1. Kanal über den Modulator M2/102 sowie dem aus Tiefpaß TP2/102 und Hochpaß HP1/102 gebildeten Bandpaß dem Eingang des zweistufigen Sendeverstärkers (SVerst) zugeführt und gemeinsam verstärkt. Der Tiefpaß TP1/102 begrenzt den Übertragungsbereich des Niederfrequenzkanals nach oben bei 2700 Hz, während der Bandpaß aus den entstehenden Modulationsprodukten das für die Übertragung auf der Leitung bestimmte Frequenzband für den 1. Kanal, nämlich 3300 ... 5700 Hz, heraussiebt.

Die Eingangsscheinwiderstände $\mathfrak{W}_1$ an den Punkten F2an der beiden Kanäle betragen 600 Ohm. Der Scheinwiderstand $\mathfrak{W}_2$ der Frequenzweiche hat im Übertragungsbereich, also zwischen 300 ... 2700 Hz und zwischen 3300 ... 5700 Hz, ebenfalls 600 Ohm. Oberhalb 5700 Hz sinkt dieser Widerstandsbetrag stetig ab. Auch der Eingangsscheinwiderstand des Verstärkers $\mathfrak{W}_3$ ist an die Frequenzweiche angepaßt, d. h. er beträgt ebenfalls 600 Ohm.

Die Eingangspegel an den Punkten F2an sind beim Zweibandsystem 47 auf den bei neuzeitlichen Trägerfrequenzgeräten genormten Wert von — 2,0 N festgelegt. Die übrigen Pegel innerhalb des Endsatzes je Kanal, soweit sie für den Betrieb von Bedeutung sind, sind aus der Abb. 1 zu ersehen. Die Pegel stellen Leistungspegel dar, weil an den Meßpunkten die Widerstände 600 Ohm betragen. Eine Ausnahme hiervon macht der Widerstand $\mathfrak{W}_4$, der an den Kabelwiderstand angepaßt ist. Ein Spannungspegel von + 0,7 N entspricht hier einem Leistungspegel von von + 0,5 N. Der Trägerrestpegel am Ausgang des Sendeverstärkers soll mindestens 2,5 N unter dem Nutzpegel liegen also = — 2,0 N sein. Bei einwandfreier Symmetrie des Ringmodulators beträgt der Trägerrestpegel — 3,0 ... — 3,5 N.

[1]) „Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 35 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal", Dienstbehelf 270 D 0801 Ausgabe März 1952

2. Empfangsteil

Die von der Leitung kommenden Ströme beider Kanäle werden zunächst im Empfangsverstärker (EVerst) gemeinsam entzerrt und verstärkt. Über eine nichtverzerrende Verlängerungsleitung VL1/102 erreichen die Ströme den Eingang der Frequenzweiche. Diese enthält für den Niederfrequenzkanal einen Tiefpaß der gleichen Ausführung wie der Sendeteil. Im Weg für den 1. Kanal befindet sich ein Hochpaß HP1/102, der ab 3300 Hz durchlässig ist. Im anschließenden Demodulator M1/102 erfolgt die Rückbildung des Übertragungsbandes 3300 ... 5700 Hz in den ursprünglichen Bereich von 300 ... 2700 Hz. Etwa hierbei entstehende unerwünschte Modulationsprodukte werden durch den nachfolgenden Tiefpaß TP3/102 beseitigt. Jeder Weg der beiden Sprechkanäle wird mit einem Kanalverstärker (KVerst) abgeschlossen.

Die Widerstände $\mathfrak{W}_5$, $\mathfrak{W}_6$, $\mathfrak{W}_7$ betragen im Übertragungsbereich bis auf wenige Prozent 600 Ohm. Der Eingangsscheinwiderstand $\mathfrak{W}_8$ des Empfangsverstärkers ist an das Kabel angepaßt.

Der Pegel am Ausgang des EVerst beträgt je Sprechkanal + 0,5 N. Am Ausgang der Kanalverstärker ist wieder der für Trägerfrequenzgeräte übliche Pegel von + 1,0 N einzustellen.

B. Maßnahmen am Zweibandendsatz 47

1. Sendeteil

Das zusätzliche mit Hilfe des TFb1-Geräts zu übertragende Frequenzband liegt auf der Leitung im Bereich von 5900 ... 7500 Hz. Es hat also nur einen Abstand von 200 Hz von der höchsten Übertragungsfrequenz des 1. Kanals. Damit das bei der Modulation entstehende obere Seitenband beim Dreibandbetrieb sowie Ströme mit den Frequenzen zwischen 5700 und 6000 Hz von der Leitung hinreichend fern-

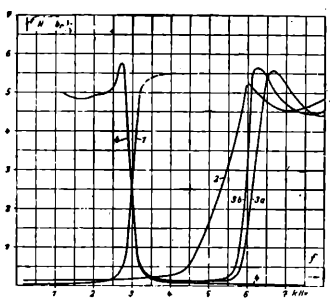


Abb. 2.
Restdämpfung der Filter des Zweibandsatzes 47,
Kurve 1: TP 1/102;
Kurve 2: TP 3/102;
Kurve 3: TP 2/102 + HP 1/102
a) ohne Zusatzkondensator
b) mit Zusatzkondensatoren C_Z = 10 000 pF;
Kurve 4: HP 1/102.

gehalten werden, ist es notwendig, die Flankensteilheit des TF2/102 zu erhöhen[2]). Dies wird durch den Einbau von Zusatzkondensatoren C_Z mit einer Kapazität von je 10 000 pF in der in Abb. 3 gekennzeichneten Weise erreicht. In Abb. 4 ist die räumliche Anordnung der Bauteile im Becher mit den Anschaltpunkten der Zusatzkondensatoren dargestellt. Durch diese Maßnahme wird die Restdämpfung des TP2/102 bei 5900 Hz um rund 1,0 N erhöht (vgl. Kurve 3 b in Abb. 2). Die dadurch verursachte geringfügige Restdämpfungserhöhung auch bei 5700 Hz, der obersten Übertragungsfrequenz des 1. Kanals, fällt demgegenüber kaum ins Gewicht. Bei 6000 Hz beträgt die Restdämpfungserhöhung rund 2,0 N. Dadurch wird der Trägerrestpegel des Zweibandsystems am Ausgang des SVerst von ursprünglich — 3,0 ... — 3,5 N auf — 5,0 ... — 5,5 N und der durch diesen Trägerrest im 2. Kanal erzeugte Störton von 500 Hz (6000 Hz ergeben im 2. Kanal am Niederfrequenzausgang 500 Hz) auf einen Pegel von — 6,0 ... — 6,5 N, also auf einen Abstand von 6,3 ... 6,8 N vom Meßpegel am Ausgang des SVerst gebracht.

2. Empfangsteil

Der Empfangsteil des Endsatzes enthält zur Trennung der beiden Frequenzbänder den Tiefpaß TP1/102, der bis 2700 Hz durchlässig ist, und den Hochpaß

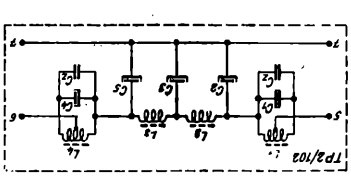


Abb. 3.
Tiefpaß TP 2/102 mit Zusatzkondensatoren.

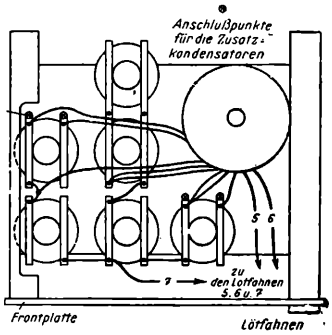


Abb. 4.
Räumliche Anordnung der Bauteile im TP 2/102 (von unten gesehen).

[2]) Wenn die Kanäle niederfrequenzmäßig vierdrähtig weitergeschaltet sind, so ist es zur Unterdrückung geringen unverständlichen Nebensprechens vorteilhaft, in den hierbei stets erforderlichen Allverstärkern das Hochpaßfilter in diesen Verstärkern in beiden Richtungen einzuschalten.

HP1/102, der ab 3300 Hz alle Ströme passieren läßt. Das Frequenzband des 2. Kanals 5900 ... 7500 Hz würde also ungehindert auf den Frequenzumsetzer des 1. Kanals treffen und an seinem Niederfrequenzausgang im Bereich 0 ... 1500 Hz erscheinen. Um dies zu vermeiden, muß der Hochpaß HP1/102 durch einen Bandpaß ersetzt werden. Als geeignet hierzu hat sich der im Zweibandsystem 35 verwendete Bandpaß BF 101/1 + BF 102/2 erwiesen. Damit dieser Bandpaß eine steilere Restdämpfungskurve ab 5700 Hz erhält und die Sperrdämpfung oberhalb 6000 Hz vergrößert wird, ist an den Punkten 7 und 9 des Bechers BF 101/2 ein Kondensator von 23 nF zusätzlich anzubringen (Abb. 5). Die Wirkung dieser Maßnahme ist aus den Kurven der Abb. 6 zu erkennen. Die äußeren Abmessungen der beiden Becher BF 101/1 + BF 101/2 sind größer als die des Bechers für den Hochpaß HP 1/102. Durch Verschieben der übrigen Becher des Frequenzumsetzers nach rechts (von hinten gesehen) kann soviel Raum gewonnen werden, daß der Bandpaß BF 101/1 + BF 101/2

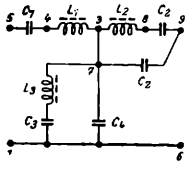


Abb. 5.
Schaltung im Becher BF 101/2 mit Zusatzkondensator C_Z = 23 nF.

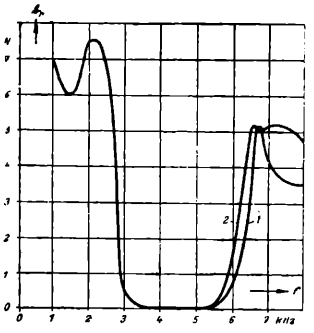


Abb. 6.
Restdämpfung Bandpaß BF 101/1 + BF 101/2 ohne (1) und mit (2) Zusatzkondensator.

eingesetzt werden kann. Die Verdrahtung des Frequenzumsetzers läßt eine solche räumliche Verschiebung ohne Änderung zu. Die ursprünglich vorhandenen Füllstücke sind durch neue passende zu ersetzen. Die Verbindung der Becher M 1/102 und VL 1/102 mit dem Bandpaß BF 101/1 + BF 101/2 ist im einzelnen aus Abb. 2 ersichtlich.

C. Verbindung des TFb1-Geräts in seiner geänderten Form mit dem Zweibandendsatz 47

Für den Einsatz des TFb1-Geräts zur Dreibandausnutzung des Zweibandsystems 47 muß das TFb1-Gerät in geeigneter Form abgeändert werden[3]). Die Zusammenschaltung des umgebauten TFb1-Geräts mit dem Zweibandendsatz 47 zeigt schematisch Abb. 8. Dazu ist im einzelnen zu bemerken:

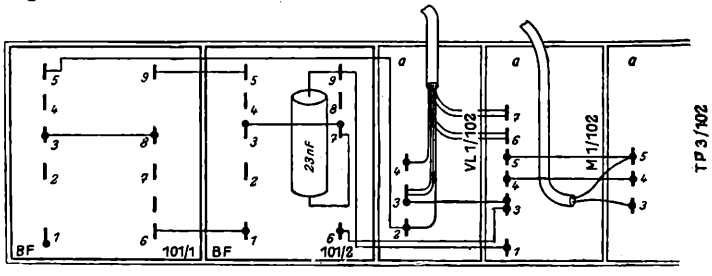


Abb. 7.
Räumliche Anordnung des Bandpasses BF 101/1 + BF 101/2.

Das TFB1-Gerät wird mit seinem Sendeteil an den Eingang des SVerst, und zwar an die Punkte 5 a und 6 a des Entzerrers E 4/102 herangeführt. Die geerdete b-Ader ist mit Punkt 5 a zu verbinden. Der Scheinwiderstand zwischen den Punkten 5 a und 6 a beträgt im Übertragungsbereich 5900 ... 7500 Hz etwa 600 Ohm.

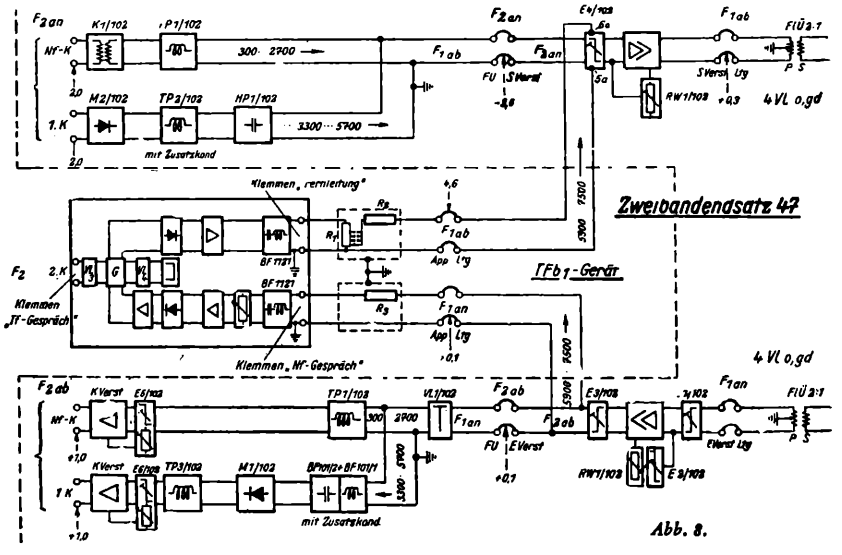


Abb. 8.

[3]) Dienstbehelf 270 D 0801 Ausgabe März 1952

Der Empfangsteil wird mit den Punkten 4 a und 3 a der Verlängerungsleitung VL 1/102 verbunden. Der Widerstand zwischen diesen Punkten beträgt 300 Ohm. In den Verbindungsleitungen zwischen TFb1-Gerät und Zweibandendsatz befinden sich die Kopplungsglieder (Abb. 9) und Trennbuchsen. Über den Aufbau der Kopplungsglieder und ihre Unterbringung, die Art der zu verwendenden Buchsenstreifen für die Trennbuchsen sowie des zweckmäßigsten Leitungsmaterials für die Verbindungsleitungen gilt das in dem Aufsatz „Zusätzliche Ausnutzung des Zweibandsystems 35 mit einem zweiten Trägerfrequenzkanal"[4]) Gesagte.

D. Erweiterung des Übertragungsbereiches der Zweibandverstärker 47

Wie bereits erwähnt, werden als Zwischenverstärker nur Zweibandverstärker 35 verwendet. Die Maßnahmen, um diese Verstärker für einen Übertragungsbereich bis 7500 Hz verwendbar zu machen, sind bereits erläutert worden[5]). Beim Verstärker des Endsatzes 47 eignen sich einige Entzerrereinstellungen für die Übertragung bis 7500 Hz. Im SVerst ist dies die Einstellung 4 a—4 b im Entzerrer E 4/102. Um den EVerst für die Leitungsart 4 Vl 0,9 d geeignet zu machen, ist zunächst im Entzerrer E 3/102 die Verbindung 4 a—4 b herzustellen. Ebenso sind im Entzerrer E 2/102 die Verbindungen 1 a—2 a—3 a sowie 4 a—5 a auszuführen. Vom Leitungsentzerrer E 1/102 sind sodann die Einstellungen 1 (Stecker über die Stifte 1—6—12), 2 (2—7—13) und u. U. 3 (3—8—14) verwendbar. Zusätzlich sind noch die Lötverbindungen 1 k—1 l, 2 k—2 l, 3 k—3 l, 4 k—4 l und 5 k—5 l einzusetzen. Werden im Entzerrer E 2/102 die Verbindungen über 1 b—2 b—3 b sowie 4 b—5 b hergestellt, so ergeben sich mit den Verbindungen für die Einstellung 1 und 2 im Entzerrer E 1/102 zwei weitere Verstärkungsbereiche, die bis 7500 Hz reichen.

Hier sollen lediglich noch einige Restdämpfungskurven gezeigt werden, die sich an einer Zweibandleitung mit dem erweiterten Frequenzbereich mit 9 Zwischenverstärkern ergeben haben. Bei Aufnahme der Restdämpfungskurven wurde in dem einen Amt an die Punkte F2an des Nf- und 1. Kanals ein frequenzunabhängiger Pegel von — 2,0 N aus einem Generator mit dem inneren Widerstand 600 Ohm angelegt. Im Gegenamt wurden sodann die in Abb. 10 eingezeichneten Restdämpfungswerte an den Punkten F2ab des Nf- und 1. Kanals bei Abschluß mit 600 Ohm erhalten Diese Kurven stellen also die Restdämpfungen des Zweibandsystems von Vierdrahteingang bis zum Vierdrahtausgang dar[6]).

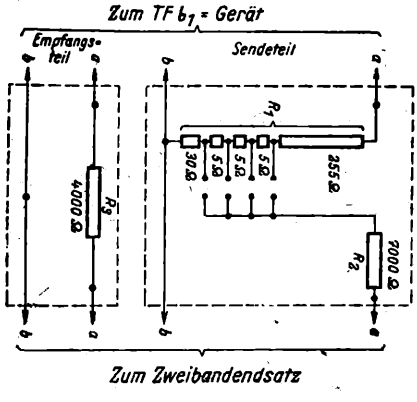


Abb. 9. Kopplungsglied.

Die Kurven der Restdämpfungen des 2. Kanals sind dagegen zwischen den Zweidrahtausgängen der TFb1-Geräte der beiden Endämter aufgenommen, wobei auf der Zweidrahtseite der Gabel zwei Verlängerungsleitungen zu je 0,3 N (VL_3 und VL_{FA}) eingeschaltet waren.

E. Pegelverhältnisse am Zweibandendsatz 47 mit zweitem Tf-Kanal

In Abb. 8 sind die Pegel des Zweibandendsatzes bei Dreibandausnutzung je Kanal eingetragen. Die Pegel am Ausgang der Verstärker betragen normalerweise + 0,5 N. Damit bei Dreibandbetrieb die Aussteuerung nicht unzulässig hoch wird, muß dieser Pegel um 0,4 N gesenkt werden. Das ergibt am Ausgang des EVerst einen Spannungspegel von + 0,1 N, am Ausgang des SVerst einen Spannungspegel von + 0,3 N. Am Ausgang des TFb1-Geräts ist wegen der Ankopplung innerhalb des Entzerrers E 4/102 ein um 1,0 N tieferer Pegel wirksam, als am Ausgang des Sendeteils des Zweibandendsatzes. (21 342)

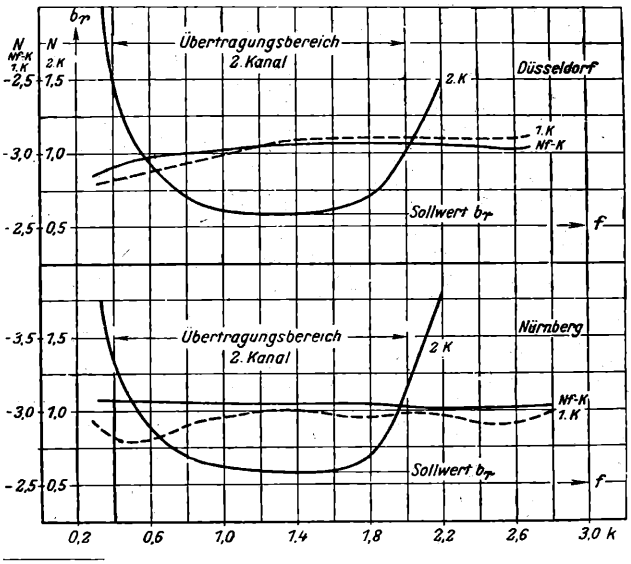


Abb. 10. Restdämpfungskurven eines Dreibandsystems mit 9 Zwischenverstärkern.

[4]) u. [5]) Dienstbehelf 270 D 0801 Ausgabe März 1952

[6]) Da es sich um eine Verstärkung handelt, ist der Restdämpfungswert negativ.

Auch erschienen in der „Fernmelde-Praxis" Heft 17, Jahrg. 1952

Druck: Westholsteinische Verlagsdruckerei Boyens & Co., Heide i. H.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 10, OKTOBER 1952 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Der Bezugsdämpfungs-Meßplatz mit direkter Anzeige und seine Bedeutung für die Verbesserung des Fernsprechens

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt und dem Zentrallaboratorium der Siemens & Halske AG., München)

Von **K. Braun**, Darmstadt und **H. Koschel**, München

Mit 11 Abbildungen

DK 621.317.352

Die Messung der Fernsprech-Bezugsdämpfung ist nach wie vor eines der grundlegenden Verfahren bei der Bestimmung der Übertragungsgüte. Ein nach sehr eingehenden Untersuchungen entwickelter Bezugsdämpfungs-Meßplatz ermöglicht schnelle und genaue Messung und bietet damit neue wesentliche Vorteile, insbesondere bei der fabrikatorischen Verbesserung, der Abnahme und Instandhaltung der Mikrophone und Fernhörer und beim Ausgleich der Dämpfungsverhältnisse im Ortsnetz.

1. Einführung

Die Wirtschaftlichkeit des Fernsprechens wird u. a. stark durch die den Teilnehmern zur Verfügung gestellte Betriebsqualität beeinflußt. L. C. Pocock hat eingehend auf die näheren Zusammenhänge hingewiesen [1]. Durch Verbesserung der Betriebsgüte steigen die Zahl der Gespräche und damit die Einnahmen so an, daß bis zu einem gewissen Mehraufwand die Kosten je Gespräch auf ein Minimum gesenkt werden können. Die genaue Erfassung der Betriebsgüte ist daher eine vordringliche Aufgabe der Fernsprechtechnik. Es müssen dabei allerdings alle Faktoren berücksichtigt werden, welche die Übermittlung der in der Sprache enthaltenen Nachricht beeinflussen. Hierzu gehört auch der Aufbau der Fernsprechverbindung, also die Geschwindigkeit, die Genauigkeit und die Sicherheit des Fernsprechverkehrs, welche die „Schaltungsgüte" kennzeichnen. In diesem Aufsatz sollen jedoch nur Fragen der genauen Messung der „Übertragungsgüte", d. h. der Güte der eigentlichen Sprachübertragung erörtert werden.

Die Übertragungsgüte wird einerseits durch die elektroakustischen Übertragungseigenschaften des Fernsprechsystems, andererseits durch die Eigenart der menschlichen Sprache und des menschlichen Gehörs festgelegt. Es erscheint daher zunächst zweckmäßig, ein geeignetes subjektives Meßverfahren zu benutzen [2]. Bei der in Amerika häufig angewendeten „Rückfragebeobachtung" gibt der Teilnehmer selbst unbewußt das Urteil ab, indem die Anzahl der Rückfragen je Zeiteinheit, d. h. die „Rückfragehäufigkeit" gewertet wird. Da das Verfahren eine lange Meßzeit sowie eine mühselige statistische Auswertung erfordert und außerdem aus betrieblichen Gründen nicht erwünscht ist, hat es sich in Europa nicht eingeführt. Ein einfacheres, jedoch in der Anwendung im allgemeinen auf ausgesuchte und besonders geschulte Personen (Meßtrupps) beschränktes Kriterium bietet die Feststellung des Prozentsatzes der richtig verstandenen Laute oder Silben, die „Verständlichkeit". Da bei geringen Verzerrungen des Fernsprechsystems, also hoher Verständlichkeit, auch deren Messung nicht genügend genau reproduzierbar ist, wurde schon früher vorgeschlagen, durch Dämpfungsvergleich mit einem verzerrungsfreien Normalsystem eine Ersatzdämpfung für gleiche Lautverständlichkeit zu ermitteln [3]. Dieser Vorschlag wurde inzwischen vom CCIF durch Einführung des Verfahrens zur Bestimmung des „A. E. N." (Affaiblissement équivalent pour la netteté) mit Hilfe eines neuen Fernsprechnormalsystems des ARAEN verwirklicht [4, 5]. Im CCIF-Laboratorium in Genf werden seit dem Jahre 1949 nach diesem Verfahren Muster europäischer Fernsprechsysteme untersucht [6, 7]. Für solche grundsätzliche Untersuchungen wurde damit sicher ein erheblicher Fortschritt erzielt, eine allgemeine Einführung des Verfahrens bei den einzelnen Postverwaltungen erscheint aber mit Rücksicht auf den umfangreichen Meßaufwand sehr fraglich. Für die Netzplanung gelten auch weiterhin die Werte der „Bezugsdämpfung", also der relativen Lautstärke im Vergleich mit einem Fernsprechkreis, der dem nunmehr in Genf aufgebauten SFERT nachgebildet oder an diesem geeicht ist [8]. Aber selbst dieses Meßverfahren des subjektiven Lautstärkevergleichs erfordert einen ausgesuchten Meßtrupp aus mindestens 3 Personen und eine relativ lange Meßzeit zur Ermittlung eines Bezugsdämpfungswertes, der außerdem noch mit einer Unsicherheit von ± 0,35 N behaftet ist.

Eine allgemeine Verbesserung der Übertragungsgüte der Fernsprechsysteme kann jedoch erst erreicht werden, wenn die Übertragungsgüte aller im Fernsprechverkehr eingesetzten Teile, vor allem auch der Teilnehmerapparate, durch Pflichtenheftswerte genau festgelegt ist und im Betrieb laufend nachgeprüft werden kann. Das läßt sich nur mit geeigneten objektiven Meßverfahren erreichen, d. h. die für die Übertragungsgüte entscheidenden elektroakustischen

Eigenschaften der Fernsprechsysteme müssen objektiv gemessen werden; und zwar

1. die empfangene Sprachlautstärke, festgelegt durch die Bezugsdämpfung der Verbindung,
2. die Dämpfungsverzerrungen (linearen Verzerrungen),
3. die nichtlinearen Verzerrungen,
4. die am Fernhörer wirksamen Raum- und Leitungsgeräusche.

Dazu kommen bei sehr langen Verbindungen Phasen- und Laufzeitverzerrungen. Die Messung der Bezugsdämpfung steht wegen ihrer hervorragenden Bedeutung besonders auch für die internationalen Festlegungen im Vordergrund.

Ein hierfür geeignetes und genügend erprobtes objektives Meßverfahren und seine Bedeutung für die Verbesserung der Übertragungsgüte werden in dieser Arbeit näher auseinandergesetzt. Es wird sich dabei zeigen, daß bei Benutzung geeigneter Zusatzgeräte zugleich mit der Bezugsdämpfung auch andere wichtige Übertragungseigenschaften wie die linearen und nichtlinearen Verzerrungen, sowie die Geräusche beurteilt werden können.

2. Theorie der Bezugsdämpfung

Die theoretischen und experimentellen Grundlagen für ein objektives Verfahren zur Ermittlung der Bezugsdämpfung, welches die natürlichen Vorgänge beim Hören von Sprache, insbesondere die menschliche Lautstärkeempfindung, sehr einfach und dennoch ausreichend genau nachbildet, wurden schon in den Jahren 1939 bis 1943 im damaligen Reichspostzentralamt in Berlin ausgearbeitet [9, 10, 11]. Ergänzende Untersuchungen wurden 1943 im Zentrallaboratorium der Siemens & Halske AG ausgeführt und eine verbesserte praktische Lösung gefunden [12].

Nach diesen Untersuchungen kann die Lautstärkeempfindung bei Sprache in folgender Weise erklärt werden:

Ein zeitlich veränderlicher Schallvorgang, der wie unsere Sprache ein Frequenzgemisch ist, wird im menschlichen Innenohr entlang der Schneckentrennwand in viele schmale Frequenzbänder $\Delta f_\nu, \nu = 1 \ldots m$, mit den Mittelfrequenzen f_ν aufgelöst. In den Hörnerven, die den Bändern zugeordnet sind, werden nun Teilempfindungen e_ν hervorgerufen, die in Abhängigkeit von den zugehörigen Schalldrücken p_ν näherungsweise das Potenzgesetz $e_\nu = \text{const} \cdot p_\nu^n$ befolgen. n ist ein noch zu bestimmender Exponent. Da, wie später gezeigt werden wird, mit einem Exponenten $n = 1/2$ gerechnet werden kann, wurde für diese Beziehung zwischen Schalldruck p_ν und Empfindung e_ν der kurze Name „Wurzelgesetz" geprägt. Die Addition aller Teilempfindungen e_ν ergibt die gesamte Lautstärkeempfindung, kurz Lautheit genannt,

$$E = \sum_{\nu=1}^{m} e_\nu = \text{const} \cdot \sum_{\nu=1}^{m} p_\nu^n = \text{const} \cdot p^n \; *). \qquad (2)$$

Daraus ergibt sich für einen 1000-Hz-Ton mit einer Lautstärke $L = 20 \log (p/p_0)$ ($p_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ µbar) ein bestimmter Ersatzschalldruck

$$p = \left(\sum_{\nu=1}^{m} p_\nu^n\right)^{1/n}.$$

*) Die Frequenzabhängigkeit der Ohrempfindung ist hier vernachlässigt (siehe S. 6).

Zur Ermittlung der Bezugsdämpfung z. B. einer vollständigen Fernsprechverbindung nach Abb. 1 wird auf der Sendeseite abwechselnd das Mikrophon dieses Systems X und das Mikrophon des Eichkreises N mit konstantem Schalldruck p_0 besprochen und auf der Empfangsseite in gleichem Wechsel am Fernsprechtelephon und Eichkreistelephon abgehört.

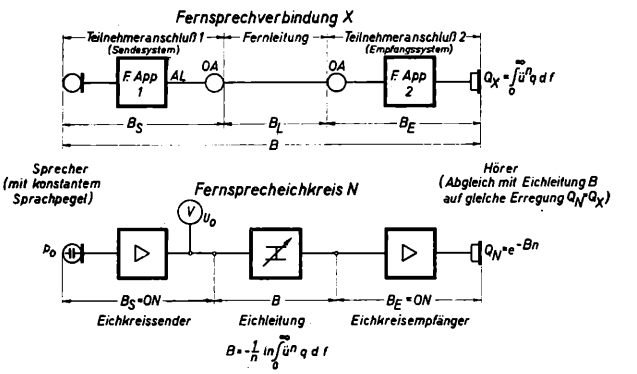


Abb. 1. Schema zur Ermittlung der Bezugsdämpfung einer Fernsprechverbindung

Mit Hilfe der im Eichkreis eingeschalteten verzerrungsfreien Dämpfung B kann die Empfangslautstärke am Eichkreistelephon so lange herabgesetzt werden, bis die gleiche Lautheit $E_N = E_X$ wie am Fernsprechtelephon erreicht ist. Der abgelesene Wert B ist die gesuchte Bezugsdämpfung der Fernsprechverbindung X. Bei der Bestimmung der Sendebezugsdämpfung wird die vom Sendesystem, z. B. einem Fernsprechapparat, abgegebene Sprachspannung U mit der vom Eichkreissender abgegebenen U_0 verglichen, indem beide abwechselnd über den Eichkreisempfänger abgehört werden und U_0 durch Änderung von B so lange verändert wird, bis die empfangene Lautheit gleich der von U hervorgerufenen wird. Entsprechend wird zur Erfassung der Empfangsbezugsdämpfung laufend über den Eichkreissender mit U_0 gesendet und abwechselnd mit dem Empfangssystem und dem Eichkreisempfänger abgehört; dabei wird wieder der Eichkreisempfänger durch Änderung von B mit dem Empfangssystem auf gleiche Lautheit gebracht.

Da die Messung der Bezugsdämpfung auf einem Lautheitsvergleich beruht, wird die Lautheit E zweckmäßig auf den Normalwert E_0 bezogen, welcher bei einer Dämpfung $B = 0$ am Eichkreistelephon wirksam ist. Für dieses Verhältnis ist in früheren Veröffentlichungen schon der Name „Erregung" $Q = E/E_0$ eingeführt worden.

Die Bezugsdämpfung ist an Teilfrequenzbereichen der Sprache schon eingehend gemessen worden. Hierzu wurden zwischen Eichkreissender und Eichkreisempfänger wahlweise Hoch-, Tief- und Bandpässe oder aber eine verzerrungsfreie Eichleitung veränderbarer Dämpfung B eingeschaltet. Auf diese Weise konnte die Lautheit des unverzerrten Sprachbandes auf die Lautheit der unterschiedlichen Teilbänder der Sprache gebracht werden. Der eingestellte Dämpfungswert B ist gleich der Bezugsdämpfung für das übertragene Teilband. Die Hörvergleiche hatten folgendes Ergebnis:

1. Die Lautheit für ein Sprachband von 200 bis 4000 Hz erreicht nahezu den Höchstwert E_0, also die Erregung $Q = 1$,

2. die Aufteilung in zwei Bänder gleicher Erregung $Q = 1/2$ erfordert eine Grenzfrequenz von etwa 1000 Hz für den trennenden Tiefpaß und den trennenden Hochpaß,
3. die Bezugsdämpfung für jedes Sprachband von halber Erregung beträgt annähernd 1,4 N.

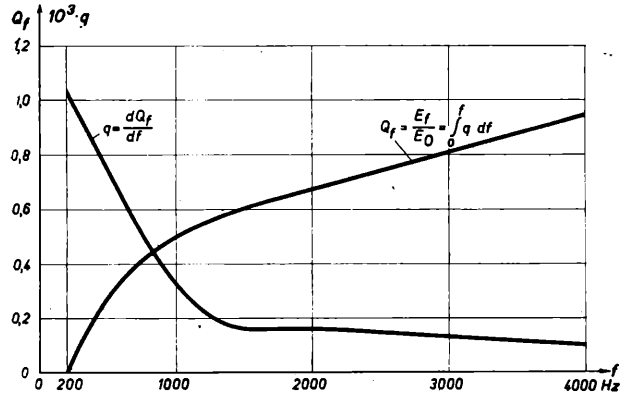


Abb. 2. Erregungsspektrum Q_f und Gewichtsfaktor $q = d\,Q_f/df$ der Sprache des Prüfsatzes: „Hamburg, Berlin, München, Koblenz, Leipzig, Dortmund" nach K. Braun, 1939

Durch weitere Unterteilung des Frequenzbereiches konnte in dem für das Fernsprechen wichtigen Lautstärkebereich von 95 bis 55 phon eine von der Empfangslautstärke weitgehend unabhängige Funktion der

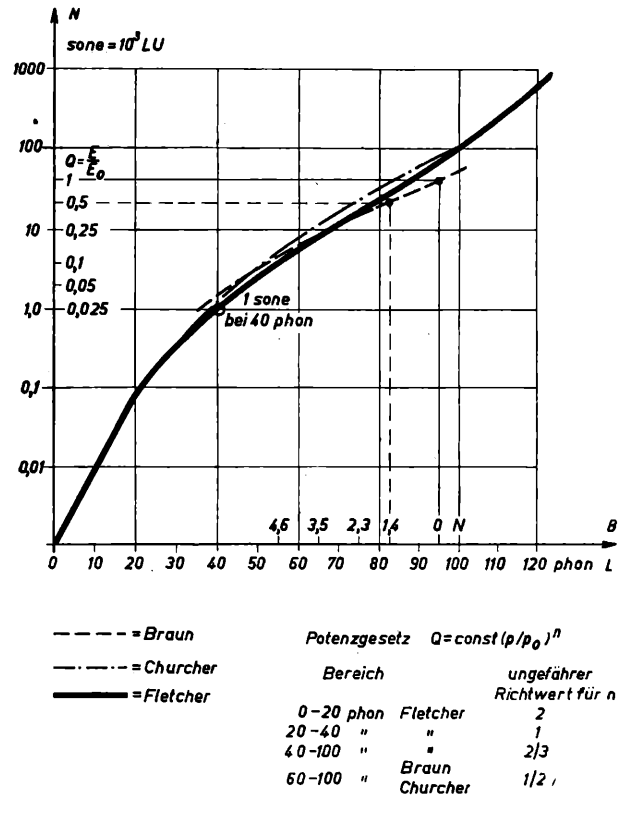
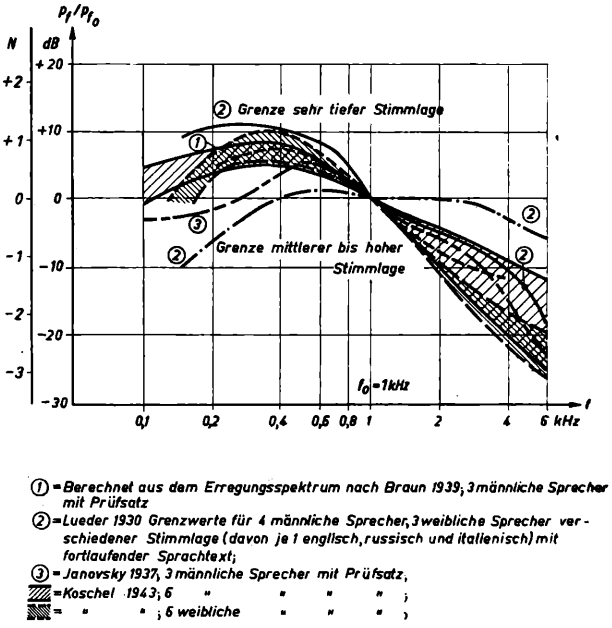


Abb. 3. Vergleich des Wurzelgesetzes Q = F (B) mit der Lautheitsfunktion N = F (L) [Q = Erregung, B = Bezugsdämpfung, N = Lautheit, L = Lautstärke]

Erregung $Q_f = E_f/E_0$ von der oberen Frequenzgrenze gewonnen werden (Abb. 2). Die erste Ableitung dieser Funktion liefert die je Frequenzeinheit im Ohr wirksame Spracherregung, welche als „Gewichtsfaktor" $q(f) = d\,Q_f/df$ — neben dem Wurzelgesetz — als wesentliche Größe bei der objektiven Erfassung der Bezugsdämpfung zu berücksichtigen ist. Der Gewichtsfaktor q gibt an, in welchem Maße jedes Frequenzband der unverzerrten Normalsprache (Prüfsatz: Hamburg, Berlin, München, Koblenz, Leipzig, Dortmund) zur Lautheit beiträgt.

Das Wurzelgesetz läßt sich in folgender Weise ableiten: Das Sprachband wird in Frequenzbänder abgestufter Lautheit unterteilt. Da bei der Unterteilung in jeweils zwei Bänder gleicher, das bedeutet der halben Lautheit, eine Zunahme der Bezugsdämpfung um etwa 1,4 N ermittelt wurde, gilt die Beziehung $B = -2 \ln (E/E_0) = -\ln (E/E_0)^2$. Andererseits hängt die Dämpfung B mit dem der Lautheit entsprechenden Schalldruckverhältnis p/p_0 nach der Gleichung $B = -\ln (p/p_0)$ zusammen. Setzt man dies in die Gleichung $B = -\ln (E/E_0)^2$ ein,



① = Berechnet aus dem Erregungsspektrum nach Braun 1939; 3 männliche Sprecher mit Prüfsatz
② = Lueder 1930 Grenzwerte für 4 männliche Sprecher, 3 weibliche Sprecher verschiedener Stimmlage (davon je 1 englisch, russisch und italienisch) mit fortlaufender Sprachtext;
③ = Janovsky 1937, 3 männliche Sprecher mit Prüfsatz,
▨ = Koschel 1943; 6 " " " " ;
▩ = " " ; 6 weibliche " " ")

Abb. 4. Vergleich des Erregungsspektrums mit objektiven Oktavsieb-Analysen von Sprache (p_f/p_{f_0} = effektiver Schalldruck je Oktave p_f bezogen auf den Schalldruck p_{f_0} im Oktavband der Mittelfrequenz f_0 = 1 kHz)

so folgt für die Lautheit tatsächlich ein Wurzelgesetz von der Form $E = E_0 \cdot (p/p_0)^{1/2} = \text{const} \cdot p^n$ mit $n = 1/2$.

Diese Annäherung der Lautheit durch ein Potenzgesetz mit einem Exponenten, der unter 1 liegt, stimmt nahezu überein mit der von Fletcher und Munson gefundenen „Lautheitsfunktion", die eine Beziehung zwischen Lautstärke und Lautheit darstellt [13]. Die Lautheitsfunktion ist in Abb. 3 durch die ausgezogene Kurve dargestellt. Zum Vergleich mit der Erregungsfunktion ist angenommen, daß die Bezugsdämpfung 0 einer Empfangslautstärke von 95 phon entspricht; ferner ist die Eregung Q = 1 für die Bezugsdämpfung 0 willkürlich gleich einer Lautheit von 40 sone gesetzt worden (1 sone ist die Lautheit eines Tons von der Frequenz 1000 Hz und von der Lautstärke 40 phon. Fletcher und Munson benutzten ursprünglich die Einheit LU = 10^{-3} sone).
Die auch in dem „American Standard for Noise Measurement" Z. 24. 2. 1942 aufgeführte Lautheitskurve läßt

sich bei Schalldrücken von 60 ... 100 phon durch ein Potenzgesetz mit $n = 2/3$ annähern. Untersuchungen von Churcher führen auf einen Exponenten, der näher bei 1/2 liegt [14]. Neuere Untersuchungen haben gezeigt, daß bei hohen Lautstärken die Form der Lautheitsfunktion — von starken subjektiven Unterschieden abgesehen — von der Art des untersuchten Schallvorganges abhängt. Speziell für Sprache liegen unseres Wissens keine weiteren Meßergebnisse von anderer Seite vor.

Auch indirekt kann das Wurzelgesetz mit guter Näherung durch einen Vergleich mit objektiven Sprachanalysen bestätigt werden. Man kann nämlich aus dem Erregungsspektrum q (f) nach dem Wurzelgesetz für Teilbänder der Spracherregung näherungsweise die spektrale Verteilung des Sprach-Schalldruckes errechnen. Das so errechnete Sprachspektrum entspricht recht gut dem Mittelwert des Streubereiches von objektiven Sprachanalysen, die mit sehr verschiedenen Texten und mit sehr verschiedenen Stimmlagen der Sprecher ausgeführt worden sind, so daß sie erheblich streuen (Abb. 4).

Auch bei allgemeinen Geräuschuntersuchungen hat sich das unseren Messungen zugrunde liegende, auf den Gedanken Fletchers und Munsons aufbauende Ersatztonverfahren als die genaueste Methode zur Erfassung der subjektiv empfundenen Lautstärke erwiesen [15, 16]. Nach dem neuesten Vorschlag von Beranek wird das Geräusch in Frequenzbänder gleicher subjektiv empfundener Breite von z. B. 300 Mel aufgeteilt und die Lautstärke für die als Ersatzton gewählte Mittelfrequenz jedes Teilfrequenzbandes über die Kurven gleicher Lautstärke ermittelt. (Die gewählten Frequenzstufen sind Vielfache, z. B. bei 300 Mel das 300fache der Tonhöhenschwelle, die ja frequenzabhängig ist.) Aus der Lautheitsfunktion (Abb. 3) werden der sone-Wert jedes Bandes bestimmt und die Lautheitswerte der Ersatztöne addiert. Dann wird die gesamte Lautheit mit Hilfe der gleichen Lautheitsfunktion wieder in phon-Lautstärke umgewandelt. Die so ermittelte Lautstärke ist bei hohen Pegeln erheblich größer als die aus Messungen des Effektivwerts (z. B. mit DIN-Lautstärkemessern) bestimmte, wenn das Geräusch ein breites Frequenzband umfaßt, wie es auch bei der Sprache der Fall ist.

Im Fall der Fernsprechübertragung kann das Verfahren jedoch aus folgenden Gründen vereinfacht werden:

1. Die Kurven gleicher Lautstärke können bei den beim Fernsprechen üblichen Lautstärken von 55 bis 95 phon und Grenzfrequenzen von 200 bis 4000 Hz als frequenzunabhängig betrachtet werden.
2. Die Lautheitsfunktion kann durch ein Wurzelgesetz angenähert werden.
3. Es ist nur die Lautstärkedifferenz gegenüber einem Normalwert zu ermitteln.

Normalsprache und Ohreigenschaften konnten deshalb durch einen einzigen Gewichtsfaktor q (f) berücksichtigt werden. Als veränderliche Größe bleibt dann nur noch das frequenzabhängige Übertragungsmaß $\ddot{u}(f) = p/p_0$ des Fernsprechsystems. Bei der Ermittlung der Bezugsdämpfung einer vollständigen Fernsprechverbindung nach Abb. 1 wird über den Fernsprecheichkreis bei $B = 0$ Neper die Erregung $Q = 1$ wirksam, bei Einschaltung einer frequenzunabhängigen Dämpfung B infolge des näherungsweise gültigen Potenzgesetzes die Erregung $Q_N = e^{-n \cdot B}$. Die Erregung Q_X setzt sich aus vielen kleinen Teilerregungen $\ddot{u}^n (f) \cdot q (f) \cdot df$ zusammen:

$$Q_X = \int_0^\infty \ddot{u}^n \cdot q \cdot df.$$

Andererseits ist

$$Q_N = e^{-n \cdot B} \text{ oder } B = -1/n \cdot \ln Q_N.$$

Da B so eingeregelt wird, daß $Q_N = Q_X$ ist, ergibt sich

$$B = -1/n \cdot \ln \int_0^\infty \ddot{u}^n \cdot q \cdot df. \qquad (3)$$

Die objektive Messung der Bezugsdämpfung kann auf die Lösung dieses Integrals zurückgeführt werden.

3. Der neue Bezugsdämpfungs-Meßplatz (Abb. 5 und 6)

Wie schon früher gezeigt wurde [11], kann der Aufwand für ein objektives Meßverfahren zur Ermittlung der Bezugsdämpfung relativ klein gehalten werden, wenn als künstliche Sprache nicht ein Frequenzgemisch, sondern ein gleitender Sinuston benutzt wird, also die Teilfrequenzbänder der Sprache zeitlich nacheinander auf Meßobjekt und Anzeigegerät einwirken. Die nunmehr serienmäßig gefertigte neue Ausführung des Bezugsdämpfungs-Meßplatzes setzt sich aus vier Grundgeräten zusammen:

1. Dem elektrischen Sendeteil als Sprachgenerator,
2. dem elektrischen Empfangsteil mit Anzeige der mittleren Lautheit unter Berücksichtigung des Wurzelgesetzes,
3. dem künstlichen Mund zur Schallabstrahlung bei Mikrophonmessungen,
4. dem künstlichen Ohr zur Schallaufnahme bei Telephonmessungen.

Der elektrische Sendeteil sendet einen Heulton aus, der die Frequenzen von 200 bis 4000 Hz und zurück mit einer Frequenz von 1 Hz (Periodendauer $T = 1$ sec) durchläuft. Die Ausgangsspannung wird bei einem inneren Widerstand von 600 Ohm unabhängig von der Frequenz auf $U_0 = 285$ mV (Spannungspegel — 1 N) gehalten. Das entspricht etwa dem mittleren effektiven Sprachpegel am Ausgang des Sendessystems eines Fernsprecheichkreises (Abb. 1). Zur Prüfung der Aussteuerungsabhängigkeit des Prüflings, z. B. eines Kohlemikrophons, kann der Sendepegel um ± 1 N verändert werden. Der zeitliche Ablauf des Heultons $U_0 (t)$ entspricht der Erregungsfunktion Q (f). Jedem Erregungselement q df ist ein Spannungselement U_0 dt vergleichbar. Das bedeutet, daß ein Frequenzband df, in dem die Sprache große (kleine) Erregungsanteile d Q (f) besitzt, vom Heulton langsam (schnell), also mit großem (kleinen) dt, oder kleiner (großer) Ablaufgeschwindigkeit df/dt durchlaufen wird.

Der elektrische Empfangsteil bewertet jedes einfallende Spannungselement U (f) · dt nach dem Wurzelgesetz. Wenn

$$p = \left(\sum_{\nu=1}^{m} p^n\right)^{1/n}$$

angezeigt werden soll, hat man für $n = 2$ den Effektivwert, für $n = 1$ den Scheitelwert zu messen, was mit einfachen Schaltungsanordnungen möglich ist. Für

$n = 1/2$ ist ein Anzeige bei gleichzeitigem Auftreten mehrerer Komponenten $\nu = 2, 3 \ldots$ noch nicht möglich, wohl aber für $\nu = 1$ oder ein sehr schmales Frequenzband. Da in unserem Falle die einzelnen Sprachfrequenzen zeitlich nacheinander wirksam werden, kann eine solche einfache Wurzelgesetz-Schaltung angewendet werden. Die früher veröffentlichte Gleichrichterschaltung [3] ist inzwischen verbessert worden; sie arbeitet bei vergrößertem Aussteuerungsbereich jetzt

instrument einen Impuls $J \cdot dt \sim \sqrt{U} \cdot dt$ aus. Da das Instrument träge und seine Einschwingzeit T_0 groß ist gegen die Heultonperiode T, entspricht die Anzeige dem Mittelwert

$$\varphi_m = 2/T \cdot \int_0^{T/2} \sqrt{U/U_0} \cdot dt.$$

(Der Hinlauf von 200 bis 4000 Hz und der Rücklauf von 4000 bis 200 Hz erfordern jedesmal die Zeit T/2.)

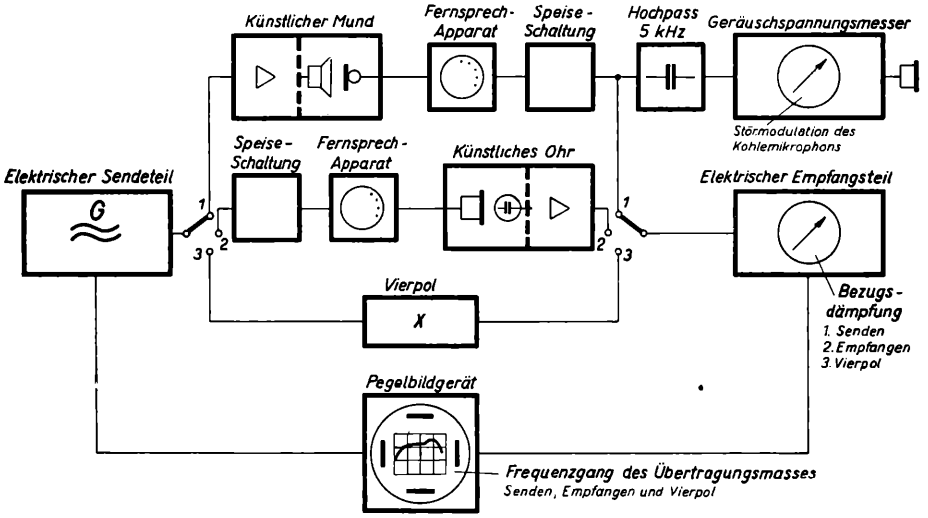


Abb. 5. Aufbau des Bezugsdämpfungs-Meßplatzes

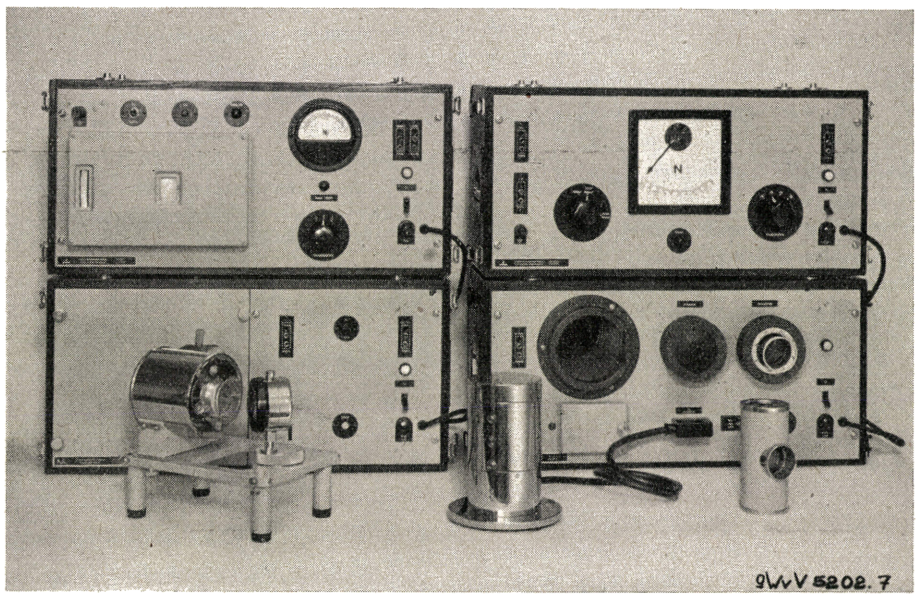


Abb. 6. Gesamtansicht des Bezugsdämpfungs-Meßplatzes mit vereinfachten Haltevorrichtungen für die Sprech- und Hörkapseln

stabiler und das Anzeigeinstrument kann direkt in Neper Bezugsdämpfung geeicht werden.

Unter einer der Erregung Q vergleichbaren Anzeige sei der „normierte" Ausschlag des Instrumentes verstanden, weil auch Q eine normierte Größe, nämlich die normierte Lautheit darstellt. Eine solche Anzeige φ wird in folgender Weise erzeugt: Beim Ablauf des Heultons f (t) wird die in jedem Teilband Δf wirksame Spannung U (f) nach dem Wurzelgesetz bewertet. Der $\sqrt{U}$ proportionale Teilstrom J übt auf das Drehspul-

Bei unverzerrter Übertragung der Sendespannung U (f) $= U_0$ wird der Normalausschlag

$$\varphi_{m_0} = 2/T \cdot \int_0^{T/2} dt = 1$$

erreicht, welcher der Normalerregung

$$Q_0 = \int_0^{\infty} q \cdot df = 1 \approx \int_{200}^{4000\,Hz} q \cdot df$$

gleichgesetzt werden kann.

Der Heulton muß daher so ablaufen, daß die Bedingung $df/dt = 2/T \cdot q(f)$ erfüllt ist und die normierte Zeit

$$t/T/2 = \int_0^f q \cdot df = Q_f$$

tatsächlich genau dem Verlauf der Erregungsfunktion Q_f folgt. Die Skala des im Empfangsteil liegenden Instruments wird nach $\varphi_m = Q = e^{-n \cdot B}$ ($n \approx 1/2$) unmittelbar in Neper Bezugsdämpfung B geeicht; zu diesem Zweck wird zwischen Sender und Empfänger eine verzerrungsfreie veränderbare Dämpfung B (Eichleitung) eingeschaltet.

Bei Übertragung der künstlichen Sprache über einen frequenzabhängigen Vierpol, z. B. eine Teilnehmer-

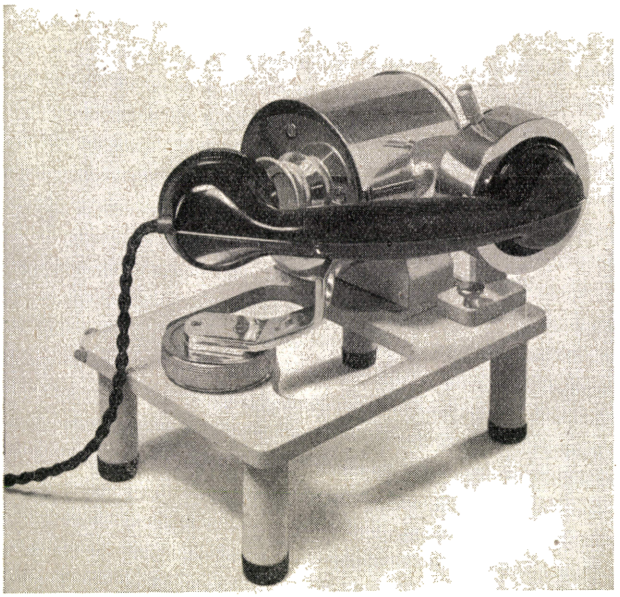


Abb. 7. Künstlicher Mund mit eingespanntem Handapparat

leitung, wird die am Eingang des Empfängers wirksame Spannung $U(f) = U_0 \cdot \ddot{u}(f)$ durch das frequenzabhängige Übertragungsmaß $\ddot{u}(f)$ bestimmt; der normierte Ausschlag des Instrumentes entspricht dem Integral:

$$\varphi_m = 2/T \cdot \int_0^{T/2} \sqrt{\ddot{u}(f)} \cdot dt = \int_{200}^{4000\,Hz} \sqrt{\ddot{u}(f)} \cdot q \cdot df = e^{-Bn}, \quad (4)$$

so daß die Bezugsdämpfung des Vierpols unmittelbar an der Neper-Skala des Empfängerinstrumentes abgelesen werden kann.

Zur objektiven Messung der Sende- und Empfangsbezugsdämpfung eines Fernsprechapparates oder Fernsprechsystems werden als elektroakustische Wandler ein künstlicher Mund und ein künstliches Ohr benötigt.

Der künstliche Mund [17] (Abb. 7) enthält ein sehr fest aufgebautes Lautsprechersystem mit einer kleinen Schallaustrittsöffnung. In etwa 1 cm Abstand ist vor der Öffnung ein Lippenring angebracht. Rechnet man den Abstand von diesem aus, so verläuft die Abstandsabhängigkeit des abgestrahlten Schalldrucks ähnlich wie beim natürlichen Mund. Die für die Aussteuerung des Lautsprechers nötige Leistung wird einem besonderen Verstärker entnommen, in dem zugleich Entzerrungsglieder zum Ausgleich des Frequenzganges angeordnet sind. Der Frequenzgang des Übertragungsmaßes bleibt im Bereich von 200 bis 4000 Hz innerhalb ± 0,35 N, wenn das Mikrophon des Eichkreissenders in die nach CCIF-Gelbbuch Bd. IV, Paris 1949, S. 132 festgelegte Lage zu dem Lippenring des künstlichen Mundes gebracht wird. Auf diese Weise wird der künstliche Mund auch betriebsmäßig geeicht. Als Eichkreissender dienen dabei das Mikrophon und der Verstärker des künstlichen Ohres. Das mittlere Übertragungsmaß des künstlichen Mundes mit Verstärker wurde auf 37,6 µbar/V festgelegt, so daß bei der normalen Sendespannung des Heultonsenders von 285 mV_{eff} am 600 Ohm-Eingang des Mundverstärkers ein Schalldruck von etwa 11 µbar (genau 10,75) an der Membran des Eichkreismikrophons erzeugt wird. Für Untersuchungen der Frequenzabhängigkeit des Übertragungsmaßes, bezogen auf den Schalldruck im freien ungestörten Schallfeld, ist eine abschaltbare Entzerrung der Schalldruckstauung des Mikrophons des Eichkreissenders [18] im Verstärkerteil vorgesehen.

Um das Meßobjekt, z. B. den Handapparat eines Tischfernsprechapparates, in die richtige Lage zur Lippenebene des künstlichen Mundes zu bringen, spannt man die Hörmuschel des Handapparates in einfacher Weise so ein, wie es den Abmessungen des vom CCIF (nach Gelbbuch Tome IV 1949, S. 273) vorgeschriebenen Normalkopfes entspricht. Es können entweder die für die Bezugsdämpfungsmessungen festgelegten Maße des alten Normalkopfes oder die des für die Ermittlung des A. E. N. und Weiterentwicklung des Handapparates neuerdings empfohlenen europäischen Normalkopfes eingestellt werden. Für die schnelle Prüfung von Sprechkapseln ist eine einfache, austauschbare Kapselaufnahme vorgesehen, welche die Mikrophonseite des Handapparates genügend genau ersetzt und so robust aufgebaut ist, daß sie die Dauerbeanspruchung bei laufenden Messungen längere Zeit aushält (Abb. 5).

Das künstliche Ohr (Abb. 8) besteht aus einer Ohrkammer zur Nachbildung des Außenohrs, einem Meßkondensatormikrophon und einem Mikrophonverstärker. Die Ohrkammer hat etwa die in früheren Arbeiten [19] angegebene Form; die Resonanz des Gehörganges bei etwa 2500 Hz wird jedoch bei der neuen Ohrkammer durch akustische Dämpfungskanäle den

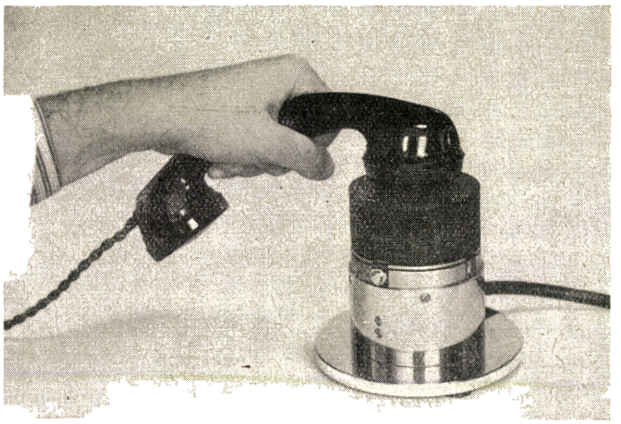


Abb. 8. Künstliches Ohr mit angelegtem Handapparat

Verhältnissen am natürlichen Ohr entsprechend gedämpft. Das Meßmikrophon sitzt in der künstlichen Ohrkammer an der Stelle des Trommelfelles im natürlichen Ohr. Das Übertragungsmaß des Meßkondensatormikrophons mit Verstärker wurde bei Abschluß mit

600 Ohm auf 26,6 mV/µbar festgelegt, also auf das vorgeschriebene Übertragungsmaß für einen Eichkreissender für Bezugsdämpfungsmessungen; es ist im Bereich von 200 bis 4000 Hz praktisch frequenzunabhängig.

Das künstliche Ohr wird elektrisch geeicht durch Einführung einer Ersatzspannung für das Meßmikrophon, welche bei der Abschlußprüfung des Geräts in der Fabrik mittels einer der bekannten akustischen Eichmethoden, z. B. eines Pistonphons, sehr genau festgelegt werden kann. Im Betrieb wird das künstliche Ohr mit einer neuen Kugelfallschallquelle akustisch geprüft. Mit dieser erreicht man einen Schalldruck von 200 µbar bei einer Ablaufzeit von 30 s. Ihr Schalldruck bleibt in einem weiten Temperaturbereich über längere Zeit unverändert. Zur akustischen Eichung des künstlichen Mundes kann, wie schon kurz erwähnt, die Ohrkammer durch eine Nachbildung der äußeren Form des Eichkreismikrophons ersetzt werden; das gesamte Übertragungsmaß der Zusammenschaltung vom künstlichen Mund und künstlichen Ohr (als Eichkreismikrophon) ergibt dann das Übertragungsmaß $37{,}6 \cdot 26{,}6/1000 = 1$. Am elektrischen Empfangsteil wird demnach bei der Eichung 0 N Bezugsdämpfung angezeigt.

Bei der Messung der Empfangsbezugsdämpfung von Fernsprechapparaten gewährleistet die äußere Form der Ohrkammer, daß beim einfachen Auflegen der Hörmuschel des Handapparates eine genügend reproduzierbare und dem menschlichen Ohr entsprechende Ankopplung besteht. Für lange Reihenmessungen an Hörkapseln wurde eine besondere Kapselaufnahme geschaffen, welche außer der Ohrkammer die übliche Hörmuschel enthält und so die Bedingungen im Handapparat berücksichtigt. Die ganze Aufnahme kann durch einen einfachen Handgriff vom Meßmikrophon gelöst und gegen die normale Ohrkammer oder die Eichkreis-Einsprache ausgewechselt werden (Abb. 6).

Für schnelle Prüfungen an Sprech- und Hörkapseln wurde ein weiteres Zusatzgerät, das Amts- und Schaltfeld, geschaffen, welches die gebräuchlichsten Amts- und Fernsprechapparat-Schaltungen enthält, sowie in einem Schaltfeld die Ein- und Ausgänge der vier Grundgeräte mit denjenigen der Amts- und Fernsprechapparat-Schaltungen zusammenfaßt und einfache Umschalter für die verschiedenen Messungen und Eichungen vorsieht. Ein Netzanschlußgerät liefert Speisespannungen zwischen 24 und 60 V. Speisestrom und Spannung können an einem Instrument im Schaltfeld überprüft und daraus der Widerstand des Kohlemikrophons abgeschätzt werden. Mit einem Umpolschalter für die Speisespannung kann die Stabilität der Hörkapseln geprüft werden, indem man auf die Hörkapseln einen Entmagnetisierungsstoß gibt, wie er auch im Betriebe beim Betätigen des Hakenumschalters auftreten kann.

Von den Fernsprech-Kohlemikrophonen ist bekannt, daß nach längerem Gebrauch im allgemeinen infolge Abnutzung der Kohlekörner der Widerstand und damit die aufgenommene Speiseleistung und abgegebene Wechselspannung steigt, d. h. die Bezugsdämpfung sinkt. Das ist in gewissen Grenzen erwünscht, aber nur solange wie die Eigengeräusche und instabilen Verzerrungen des Kohlemikrophons genügend klein bleiben. Als Zusatzprüfung wurde daher die Anzeige der Störmodulation eingeführt, welche den Betriebsbedingungen besser entspricht als etwa die Messung der Ruhegeräuschspannung und auch meßtechnisch einfacher gelöst werden kann. Das Mikrophon wird normal mit dem Heulton betönt; am Ausgang der Teilnehmerschaltung, also parallel zum Eingang des elektrischen Empfängers, ist ein Hochpaß geschaltet,

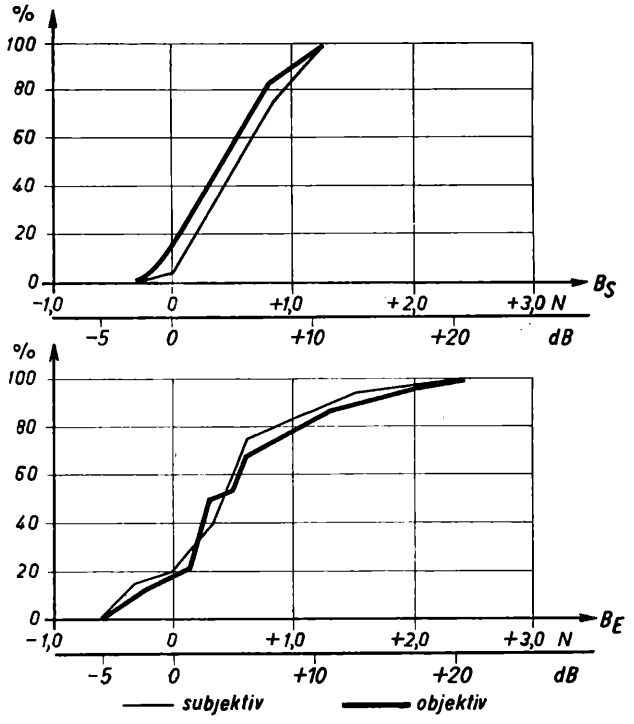


Abb. 9. Vergleich von subjektiv und objektiv ermittelten Werten der Sendebezugsdämpfung B_S und Empfangsbezugsdämpfung B_E (Summenhäufigkeitskurven aus Reihenmessungen an 35 Fernsprechapparaten verschiedenster Ausführung)

welcher die Frequenzen 200 bis 4000 Hz um 6 N dämpft und nur die Geräuschanteile und die nichtlinearen Anteile über 4 kHz, kurz Störmodulation genannt, durchläßt, die mit einem geeigneten Spannungsmesser (z. B. Geräuschspannungsmesser) angezeigt werden. Auch der Hochpaß ist im Amts- und Schaltfeld untergebracht. An diesem kann außerdem ein Pegelbildgerät angeschlossen werden, mit dem sich die Frequenzkurve des Übertragungsmaßes von Mikrophon und Telephon aufzeichnen läßt. Alle diese zusätzlichen Messungen können zugleich mit der Anzeige der Bezugsdämpfung ausgeführt werden. Die Gesamtprüfung wird daher nicht wesentlich verzögert; wohl aber können die Übertragungseigenschaften besser abgeschätzt werden. Das Hauptgewicht liegt jedoch nach wie vor auf dem Wert der Bezugsdämpfung. Im Vergleich zu der bisher üblichen subjektiven Messung der Bezugsdämpfung ist die Meßzeit auf wenige Sekunden, die Meßunsicherheit auf $\pm$ 0,1 N herabgesetzt. Die angezeigten Bezugsdämpfungswerte stimmen nach umfangreichen Untersuchungen des Fernmeldetechnischen Zentralamts und verschiedenen Messungen bei Siemens & Halske recht gut mit den subjektiv ermittelten Bezugsdämpfungswerten überein (Abb. 9).

Nach dieser kurzen Übersicht über den grundsätzlichen Aufbau und über die Meßgenauigkeit des neuen Bezugsdämpfungs-Meßplatzes (an anderer Stelle [20] wird

Aufbau und Wirkungsweise noch näher beschrieben) soll nunmehr angedeutet werden, wie das neue objektive Meßverfahren zur Verbesserung der Übertragungsgüte eingesetzt werden kann.

4. Verbesserung des Fernsprechers durch Anwendung des Bezugsdämpfungs-Meßplatzes

Mit dem Bezugsdämpfungs-Meßplatz läßt sich die Bezugsdämpfung der Fernsprechapparate, insbesondere der Sprech- und Hörkapseln in der Fabrikation und im Betrieb einheitlich messen. Damit ist es möglich, ein Pflichtenheft für die Sende- und Empfangsbezugsdämpfung der Sprech- und Hörkapseln aufzustellen und die Einhaltung der Pflichtenheftswerte nachzuprüfen, womit auch ein einwandfreier übertragungstechnischer Zustand der Sprechstellen im allgemeinen erreicht wird. Die stichprobenmäßige Überwachung der laufenden Lieferungen von Sprech- und Hörkapseln verschiedener Lieferfirmen durch das Fernmeldetechnische Zentralamt in den Jahren 1950/51 hat gezeigt, daß die Bezugsdämpfung

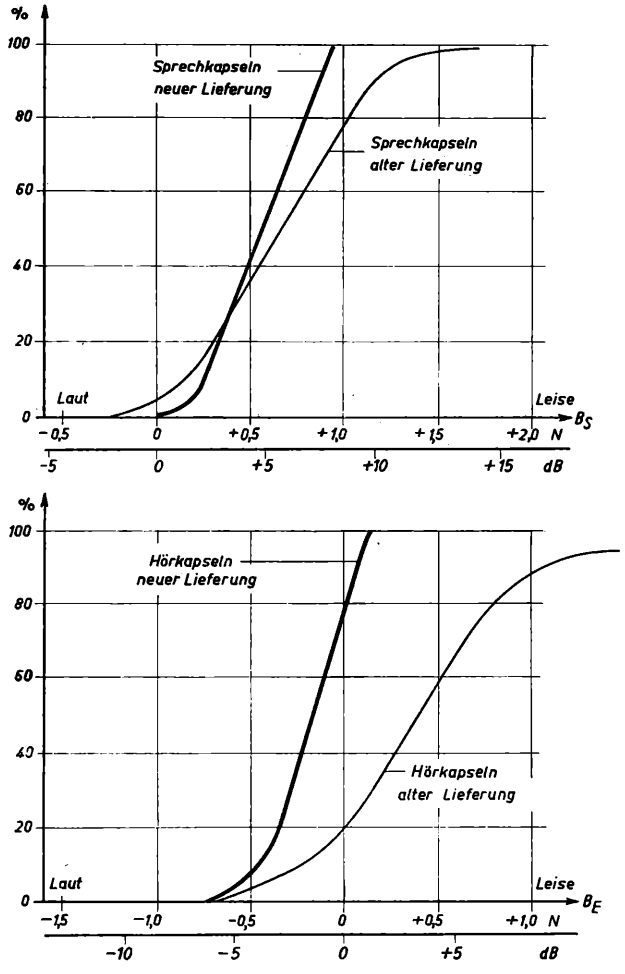


Abb. 10. Streuung der Sendebezugsdämpfung B_S und Empfangsbezugsdämpfung B_E von Fernsprechapparaten ohne Teilnehmerkabel

der Sprech- und Hörkapseln sehr stark streute und z. T. hoch lag (Abb. 10). Die bei den Herstellern eingeleiteten Maßnahmen führten zu einer erheblichen Verbesserung in bezug auf Lautstärke und Streubereich, so daß ohne Änderung der Konstruktion der Kapseln sogar eine Erniedrigung des Grenzwertes der Empfangsbezugsdämpfung auf z. B. + 0,2 N ins Auge gefaßt werden könnte. Auch der Streubereich der Sendebezugsdämpfung bei den gelieferten Mikrophonen konnte eingeengt werden. Jedoch wird zur Erreichung einer merklichen Qualitätsverbesserung, wie sie mit Rücksicht auf die Frequenzbanderweiterung der Systeme, Entwicklung neuer hochwertiger Fernhörer sowie die Verwendung von Lauthöreinrichtungen erwünscht ist,

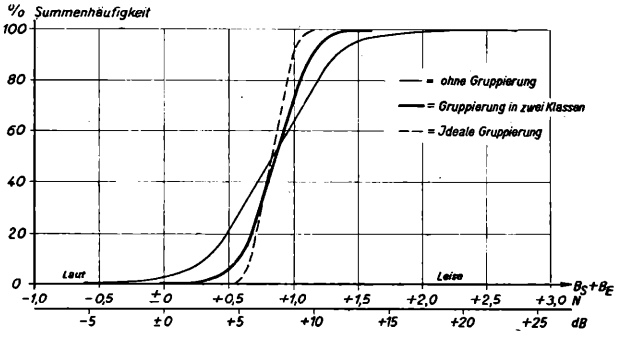


Abb. 11. Senkung der Bezugsdämpfung des Teilnehmeranschlusses ($B_S + B_E$) durch Gruppierung der Sprech- und Hörkapseln und Teilnehmerleitungen

von einer Erhöhung der Empfindlichkeit der Sprechkapseln Abstand genommen werden müssen. Durch die neue flache Einsprache des Einheitsfernsprechapparates W 48, welche allein schon die Bezugsdämpfung gegenüber der Trichtereinsprache des Fernsprechapparates W 38 um 0,3 N erhöht, wird die Qualität schon verbessert und die Verständlichkeit erhöht. Auf neue Vorschläge zur Herabsetzung der Bezugsdämpfung durch Verwendung neuer Fernsprechapparate und elektroakustischer Wandler soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, da es zunächst darauf ankommt, die überwiegend vorhandenen Fernsprechapparate W 28 und W 48 zu verbessern, welche etwa die gleiche Bezugsdämpfung haben, sofern die gleichen Sprech- und Hörkapseln eingesetzt werden.

Neben der Abnahme neu gelieferter Sprech- und Hörkapseln werden auch die im Betrieb befindlichen Kapseln überprüft werden. Die alten Kapseln werden bei der Überholung der Sprechstellen gegen geprüfte ausgewechselt und am Bezugsdämpfungs-Meßplatz gemessen werden. Schlechte Kapseln werden dabei ausgeschieden. Nach früheren Untersuchungen des Reichspostzentralamtes [21] ist mit einer hohen Anzahl schlechter Kapseln zu rechnen. Die Überwachung der Kapseln in Zeiträumen von etwa 2 Jahren wird über ihre Lebensdauer und ihre besondere Beanspruchung bei den verschiedenen Sprechstellen Aufschluß geben. Wenn die Erfahrungen über die Alterung und die Beanspruchung der Kapseln vorliegen, so kann man neue Richtlinien für die Prüfung der Kapseln aufstellen und diese wohl auch noch weiter verbessern.

Die Messung der Sprech- und Hörkapseln kann nach einem Vorschlag des Fernmeldetechnischen Zentralamts zur Senkung der Bezugsdämpfung des Teilnehmeranschlusses ausgenutzt werden, indem die Sprech- und Hörkapseln sowie die Anschlußleitungen entsprechend der Empfindlichkeit und der Anschlußlänge einander zugeordnet werden.

Die ideale Gruppierung wäre es, der kürzesten Anschlußleitung die Sprech- und Hörkapseln mit der größten Bezugsdämpfung zuzuordnen, der nächst längeren Anschlußleitung die zweitleisesten Kapseln usw., während zu den größten Anschlußlängen die lautesten Kapseln gehören. Dann würde der Streubereich der Bezugsdämpfung des Teilnehmeranschlusses (für Senden und Empfangen) wesentlich schmaler, und der obere Grenzwert ließe sich von etwa 2,7 auf 1,2 N herabsetzen (Abb. 11). Eine solche ideale Gruppierung ist jedoch praktisch nicht durchführbar, aber schon eine einfache Gruppierung der Sprech- und Hörkapseln in zwei Klassen, unter Zugrundelegung der Summenhäufigkeitskurven für Sprech- und Hörkapseln nach Abb. 10 ergibt eine merkbare Verbesserung.

Mit dem Bezugsdämpfungs-Meßplatz läßt sich ferner einfach und rasch die Abhängigkeit der Bezugsdämpfung von der Länge und dem Aderdurchmesser der Anschlußleitung, sowie von der Speisung untersuchen. Das gilt nicht nur für die Hauptanschlüsse, sondern auch für die Nebenstellen. Auf Grund dieser Untersuchungen können Verbesserungsvorschläge ausgearbeitet und damit die Übertragungseigenschaften zwischen Ortsamt und Sprechstelle wesentlich verbessert werden.

Schließlich wird durch Ergänzungen zu den Bezugsdämpfungsmessungen, wie Stabilitätsprüfungen, Frequenzgang- und Geräuschprüfungen, für welche allmählich gleichfalls Grenzwerte eingeführt werden können, auch eine allgemeine Qualitätsverbesserung vorbereitet, bei der auch die anderen Faktoren der Übertragungsgüte berücksichtigt werden.

5. Ausblick

Das CCIF bemüht sich, ein neues Verfahren zu finden, das neben der Bezugsdämpfung auch die anderen Faktoren der Übertragungsgüte erfaßt. Die bereits vorliegenden A. E. N.-Messungen haben jedoch gezeigt, daß, sofern nicht grobe andere Verzerrungen auftreten, die Bezugsdämpfung auch im A. E. N.-Wert den stärksten Anteil einnimmt. Fontanellaz [22] (Schweizer P. T. T.) hat versucht, aus den physikalischen Größen des Übertragungssystems nach dem Berechnungsverfahren von Fletcher und Galt [23] die Verständlichkeit zu berechnen und daraus einen objektiv ermittelten Wert des A. E. N. abzuleiten. Dabei zeigte es sich aber, daß es nicht einfach ist, alle subjektiven und objektiven Einflüsse richtig zu erfassen. Der Verständlichkeitsindex A des Systems muß durch vier Faktoren berücksichtigt werden:

$$A = V \cdot E \cdot F \cdot H.$$

Von diesen Faktoren kann aber bisher nur der Faktor

$$F = \int_0^\infty D \cdot W \cdot df$$

annähernd ebenso einfach berechnet werden, wie die Bezugsdämpfung, nämlich über einen Gewichtsfaktor D aus dem Frequenzgang des Übertragungsmaßes W. V und E sind Funktionen des mittleren Hörpegels, V berücksichtigt die Verdeckung insbesondere durch Raumgeräusche, der Faktor H soll alle übrigen Systemeinflüsse enthalten. Zwischen den errechneten und gemessenen Ersatzdämpfungen für 80 % Verständlichkeit betrug der mittlere Unterschied 7,7 dB (0,9 N), die Abweichung der A. E. N.-Werte voneinander lagen zwischen — 5,6 bis + 5,5 dB (etwa ± 0,6 N). Die Unterschiede zwischen der subjektiv ermittelten A. E. N. und der Bezugsdämpfung betrugen bei Systemen mit guten Übertragungseigenschaften nur einige Dezibel. Man sieht daraus, daß im allgemeinen die Bezugsdämpfung der überragende Faktor zur Kennzeichnung der Fernsprechsysteme ist. Trotzdem wird es sich empfehlen, durch die Zusatzeinrichtungen zum Bezugsdämpfungs-Meßplatz allmählich auch die anderen Faktoren der Übertragungsgüte einzugrenzen — vor allem die linearen und nichtlinearen Verzerrungen und Geräusche — und zwar so stark einzugrenzen, daß sie keinen subjektiv merklichen Verlust an Übertragungsgüte mehr hervorrufen. Eine unmittelbare Anzeige der Verständlichkeit anzustreben, erscheint dagegen verfrüht, obgleich auch hierfür der Bezugsdämpfungs-Meßplatz eine durchaus geeignete Grundlage bilden könnte.

Schrifttumsverzeichnis

[1] L. C. Pocock: A Survey of the Telephone Transmission-Rating Problem, Journ. Inst. Electr. Eng. 95 III (1948), S. 253.

[2] H. Panzerbieter und A. Rechten: Subjektive Bestimmung der Güte von Fernsprechverbindungen. Arch. Techn. Mess. V 3719—1 und 2, 1942.

[3] K. Braun: Die Bedeutung und Bestimmung der Übertragungsgüte im Fernsprechverkehr, Telegr. u. Fernspr. Techn. 29 (1940), H. 5, S. 147.

[4] CCIF-Gelbbuch Paris 1949 Tome IV: Détermination des A. E. N., S. 37 u. 68/96 und Description de l'AREAN, S. 119/128.

[5] J. Swaffield u. R. H. de Wardt: A Reference Telephone System for Articulation Tests, Post Office Electr. Eng. 43 (1950), Part I April, S. 1.

[6] F. Markmann u. G. Swedenborg: Bedömning av telefonapparaters transmissionskoalitet med A. E. N.-Metoden, Tele (1951), Nr. 1, S. 15.

[7] G. Fontanellaz: Eine neue Bewertung der Übertragungsgüte eines Telephonsystems, Techn. Mitt. PTT (1951), Nr. 10, S. 384.

[8] CCIF-Gelbbuch Paris 1949 Tome III: Limites pratiques de l'équivalent de référence ..., S. 21/23 u. Tome IV: Détermination des équivalents de référence, S. 34 und 128/173.

[9] K. Braun: Die Bezugsdämpfung und ihre Berechnung aus der Restdämpfungskurve (Frequenzkurve) eines Übertragungssystems, Telegr. u. Fernspr. Techn. 28 (1939), H. 8, S. 311.

[10] K. Braun: Theoretische und experimentelle Untersuchung der Bezugsdämpfung und der Lautstärke, Telegr. u. Fernspr. Techn. 29 (1940), H. 2, S. 31.

[11] K. Braun: Ein neuer Bezugsdämpfungsmesser mit objektiver Erregung und Anzeige, Telegr. u. Fernspr. Techn. 29 (1940), H. 8, S. 223.

[12] H. Koschel: Ein Beitrag zur objektiven Messung der Bezugsdämpfung, Unveröffentl. Diss., TH Breslau, Nov. 1943.

[13] H. Fletcher u. W. A. Munson: Loudness its Definition, Measurement and Calculation, Journ. Acoust. Soc. Am. 5 (1933), S. 82.

[14] B. G. Churcher: A Loudness Scale for Industrial Noise Measurement, Journ. Acoust. Soc. Am. 6 (1935), S. 216.

[15] H. G. Thilo u. U. Steudel: Analyse von Geräuschen und ihr Zusammenhang mit der Lautstärke, Veröff. Nachr. Techn. 5 (1935), S. 39.

[16] L. L. Beranek, J. L. Marshall, A. L. Cudworth u. A. G. P. Peterson: Calculation and Measurement of the Loudness of Sounds, Journ. Acoust. Soc. Am. 23 (1951), S. 261.

[17] H. Koschel: Künstliche Sprache, Feinwerktechnik 54 (1950), H. 12, S. 313.

[18] K. Braun: Übertragungsverhältnisse beim Fernsprechen im Vergleich zum natürlichen Hören, Telegr. u. Fernspr. Techn. 32 (1943), H. 3, S. 49.

[19] K. Braun: Die akustischen Abschlußbedingungen für die Messung der Fernhörer, Telegr. u. Fernspr. Techn. 32 (1943), H. 11, S. 237.

[20] J. Gössinger u. O. Böhm: Der Bezugsdämpfungs-Meßplatz zur elektroakustischen Prüfung von Fernsprechsystemen. Siemens-Z. 26 (1952), H. 8, S. 377.

[21] K. Braun: Die Streuung der Sende- und der Empfangsbezugsdämpfung von Fernsprechapparaten, Telegr. u. Fernspr. Techn. 30 (1941), H. 8, S. 299.

[22] G. Fontanellaz: Objektive Verständlichkeitsmessungen an Teilnehmerapparaten, Techn. Mitt. PTT (1951), H. 12, S. 445.

[23] H. Fletcher u. R. H. Galt: The Perception of Speech and its Relation to Telephony, Journ. Acoust. Soc. Am. 22 (1950), S. 89. (Eingeg. 20. Mai 1952)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Rauschmessungen bei Fernsehübertragungen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **Rudolf Rasch**, Darmstadt

Mit 19 Abbildungen

DK 621.397.8

Bei Fernsehübertragungen ist es wesentlich, daß der Nutzpegel des Bildinhalts nicht unter einen gewissen Betrag absinkt. Jeder nachfolgende Verstärker entwickelt bekanntlich eine bestimmte Eigenrauschspannung, deren Spitzen den Bildinhalt störend beeinträchtigen können. Gewöhnlich wird nun die Rauschspannung einer Verstärkerstufe in Effektivwert (V_{eff}) gemessen, die Bildspannungen einer Fernsehübertragung dagegen in Spitzenwerten (V_{ss}) angegeben. Es war daher zu untersuchen, welcher vergleichbare Spitzenwert an Stelle des Effektivwerts einer gleichmäßig über den gesamten Übertragungsbereich verteilten Rauschspannung angenommen und welcher Rauschspannungsanteil im Bildinhalt — verglichen mit der Weißspitze — noch für eine Übertragung zugelassen werden kann. Der CCIR hat für den letzten Fall einen Abstand von 45 ... 50 db der Spitzenwerte zur Diskussion gestellt und den Verwaltungen das Bestimmen eines Umrechnungsfaktors vom Vergleichsspitzenwert zum Effektivwert der Rauschspannungen überlassen [1]. Ferner sollte überschläglich ermittelt werden, welcher Rauschanteil schon im abgegebenen Bildstrom der z. Z. gebräuchlichen Fernsehbildgeber enthalten ist.

1. Messung des Verhältnisses von Vergleichsspitzenwert zu Effektivwert einer Rauschspannung

Es wurde nach Abb. 1 als Rauschquelle eine Fotozelle mit Sekundäremissionsvervielfacher der RCA Type 931 A mit einem Arbeitswiderstand von 1 kΩ benutzt. Als Lichtquelle diente eine gewöhnliche Gleichstromskalenlampe, deren Helligkeit mit einem Vorwiderstand eingeregelt werden konnte. Die 10 Prallelektroden der Fotozelle wurden von Anodenbatterien gespeist. Ein Hochspannungsnetzgerät konnte hierfür nicht verwendet werden, da die damit erzeugten Rauschspannungen mit Netzbrumm überlagert erschienen. Der anschließende Breitbandverstärker mußte ebenfalls im Netzteil gut gesiebt sein, um keine Verzerrungen des Rauschbildes zu erhalten. Da der Verstärker einen Ausgangswiderstand von 150 Ohm hatte, wurde noch eine besondere Kathodenstufe mit 2 Röhren der Type LV 3 und 20 Ohm Kathodenwiderstand zwischengeschaltet, um einen kleinen Quellwiderstand für das zur Verfügung stehende Thermokreuz von nur 150 Ohm Widerstand zu schaffen. Mit je einem Schalter konnte nun wahlweise sowohl der Eingang als auch der Ausgang dieser Stufe zum Eichen und Messen umgeschaltet werden.

Zum Vergleich der Spitzenwerte diente ein Oszillograph mit besonders gutem Breitband-Meßverstärker, der eine Eingangsspannung von 1 V_{ss} auf etwa 30 mm Strahlablenkung gleichmäßig über den Frequenzbereich 50 Hz — 12 MHz umsetzte. Vor diesen Verstärker war noch ein Zweistrahlzusatz geschaltet, der die Meßspannungen mit einem Multivibrator im 25-Hz-Rhythmus für die eine oder andere der beiden gleichdimensionierten Eingangsröhren sperrte. Auch dieser Zweistrahlzusatz ließ das gesamte Fernsehfrequenzband bis 8 MHz hinauf mit einem gleichmäßigen Verstärkungsfaktor 1 durch.

Es konnte nun entweder eine Sinus- oder eine Rauschspannung an die eine Eingangsbuchse des Zweistrahlzusatzes und als Vergleich hierfür eine Rechteckspannung aus einem Rechteckwellengenerator von Rohde & Schwarz an die andere Eingangsbuchse gelegt und beide Amplituden gleichzeitig auf dem Schirm des Braunschen Rohres betrachtet werden (Abb. 2).

Bei der Betrachtung der Rauschamplituden zeigte es sich, daß unabhängig von der Strahlablenkfrequenz und von der Helligkeit des Leuchtflecks der Oszillographenröhre nur ganz wenige Spitzen kurzzeitig über einen bestimmten, mit etwa ± 5 % Genauigkeit erkennbaren mittleren oberen Grenzwert hinausreichten (Abb. 3). Durch Regeln der Fotozellenbeleuchtung wurden die Rauschspannungen so eingestellt, daß die weitaus überwiegende Mehrzahl der Spitzen innerhalb der durch die eingetastete Rechteckspannung von 1 V_{ss} gegebenen Grenzwerte verblieb. Beim Umschalten auf das Thermoinstrument ergab sich, daß der Effektivwert der zugehörigen Rauschspannung etwa dem halben Effektivwert einer Sinusspannung von gleichem Spitzenwert entsprach. Dabei ist die Wahrscheinlichkeit, daß größere Spitzenwerte auftreten, geringer als 3 ‰ [2]. Der Umrechnungsfaktor einer Rauschspannung vom Effektivwert zum Vergleichswert Spitze zu Spitze beträgt demnach mit guter Annäherung

$$p = 2 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 5{,}6.$$

Dies bedeutet, daß ein Zuschlag von 15 db anzuwenden ist, falls die Rauschspannungen in V_{eff} und die verglichenen Bildspannungen in V_{ss} angegeben sind. Bei der Anwendung dieses Faktors ist jedoch Voraussetzung, daß die in V_{eff} gemessenen Rauschspannungen an einem Oszillographen auf gleichmäßige Struktur

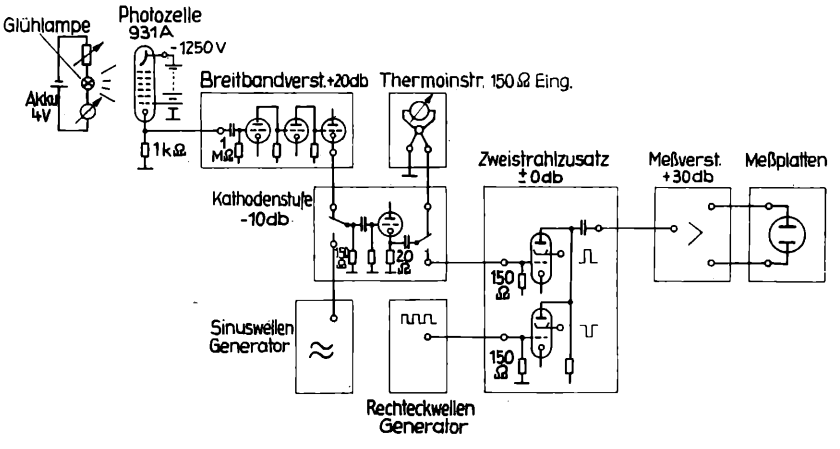


Abb. 1. Meßanordnung zum Bestimmen des Verhältnisses eines Vergleichs-Spitzenwertes zum Effektivwert von Rauschspannungen

nachgeprüft werden, da jeder Brumminhalt usw. diesen Faktor vermindert und damit den Vergleichswert verfälscht (Abb. 4).

2. Bestimmung des Rauschanteils von Fernsehbildgebern

Es wurde nach Abb. 5 an Stelle der Fotozelle der Bildausgang des Monoskops der Fa. Lorenz A. G. bzw. eines Filmgebers der Fernseh G. m. b. H. an den 150-Ohm-Eingang des Verstärkers

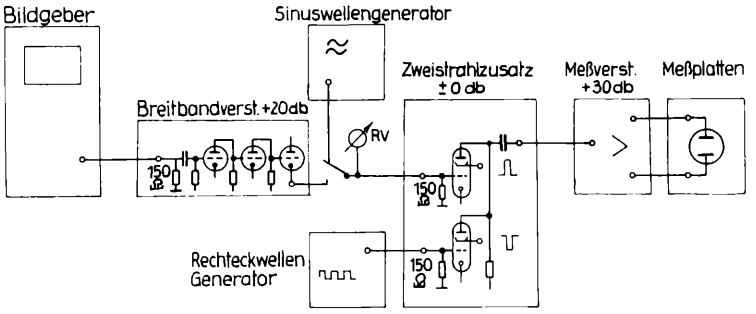


Abb. 5. Meßanordnung zum Bestimmen des Rauschanteils der Bildspannungen von Fernseh-Bildgebern

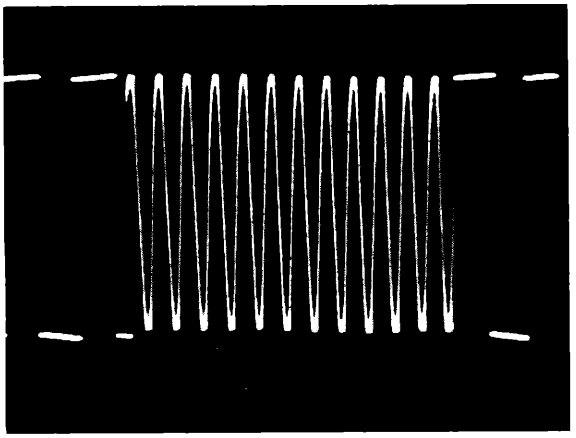


Abb. 2. Einstellen der Rechteckwellen auf 1 V_{ss} mit Sinusspannungen von 0,35 V_{eff}. Strahlablenkfrequenz 25 Hz.

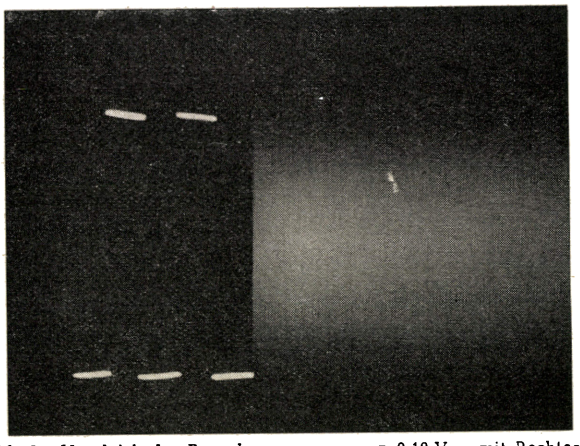


Abb. 3. Vergleich der Rauschspannungen von 0,18 V_{eff} mit Rechteckwellen von 1 V_{ss}. Strahlablenkfrequenz 25 Hz.

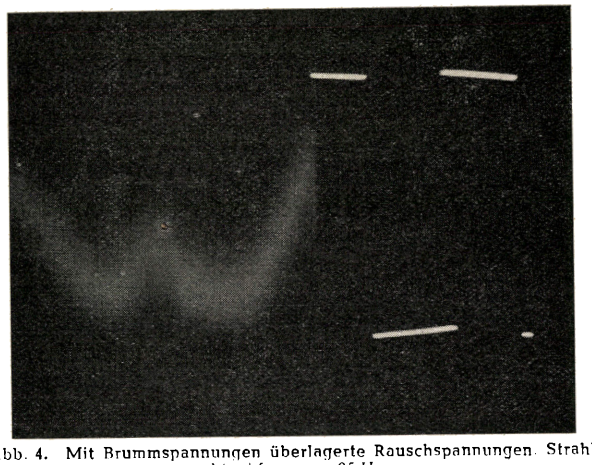


Abb. 4. Mit Brummspannungen überlagerte Rauschspannungen. Strahlablenkfrequenz 25 Hz.

geschaltet. Beim Monoskop wurden alle nicht benötigten Impulse und Hochspannungserzeuger stillgelegt, um mögliche Störungen auszuschließen. Beim Filmgeber wurden der Verstärker und die Fotozellenspannung vorerst für einen normalen Spielfilm mittlerer Gradation richtig eingestellt und danach bei stehender Maschine ein Film der Schwärzung 98 % ohne jeglichen Bildinhalt von dem Abtastrohr durchleuchtet. Aus den

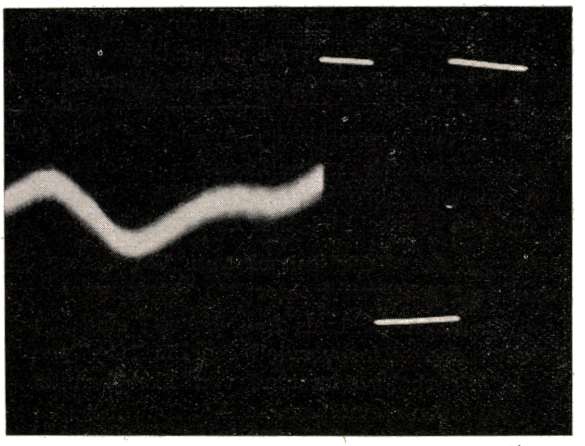


Abb. 6. Ausgangsspannungen des Monoskopverstärkers (10fach verstärkt) im Vergleich mit Rechteckwellen von 1 V_{ss}. Strahlablenkfrequenz 25 Hz.

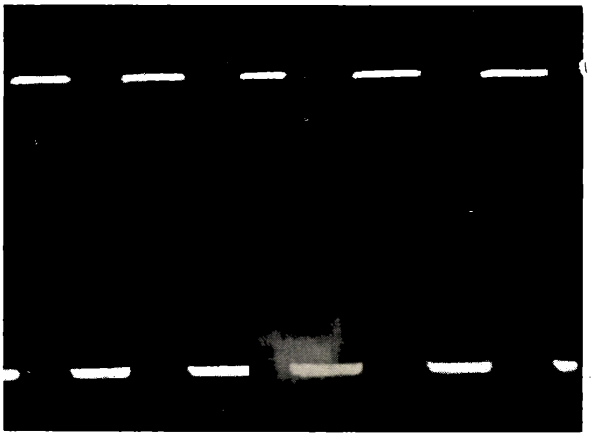


Abb. 7. Bildausgang des Filmgebers (10fach verstärkt) im Vergleich mit Rechteckwellen von 1 V_{ss}. Strahlablenkfrequenz etwa 7700 Hz.

Aufnahmen (Abb. 6 und 7) ergibt sich nach der Vergleichsamplitude der eingetasteten Rechteckwelle von 1 V_{ss} unter Berücksichtigung des Verstärkungsfaktors von 20 db des vorgeschalteten Breitbandverstärkers ein Rauschanteil für das Monoskop von etwa 43 db und für den Filmgeber in den dunkelsten Graustufen von etwa 34 db im Verhältnis zur abgebbaren Weiß-Spitze von 2 bzw. 3 V_{ss}. Die den Rausch überlagernden Brumm-

spannungen sind bei dieser Beurteilung außer Betracht gelassen worden.

3. Bestimmung des erforderlichen Rauschabstandes einer Fernsehübertragung

Die Meßschaltung wurde nach Abb. 8 erweitert um

1 Addierstufe
1 150-Ohm-Eichleitung von Rohde & Schwarz
1 Kontrollempfänger der Fernseh-G. m. b. H.

Der Kontrollempfänger konnte sowohl vom Signalgemisch selbstsynchronisiert als auch mit einer besonderen Eingangsschaltung unabhängig vom Bildinhalt fremdsynchronisiert werden und verarbeitete 1 V_{ss}. Alle Geräte ließen das gesamte Fernsehfrequenzband bis 6 MHz gut durch. Die Addierstufe hatte über alles gemessen einen gleichmäßigen Verstärkungsfaktor von 1 und war in gewöhnlicher RC-Kopplung ausgeführt. Die 2. Stufe diente lediglich als Phasenumkehrrohr, um am Ausgang wieder ein positives Bild zu erhalten. Als Testbild diente das Monoskop der Fa. Lorenz. Die Rauschspannungen von 1 V_{ss}, wie auch der Weißpegel, wurden durch Vergleich mit einer Rechteckwelle gleichen

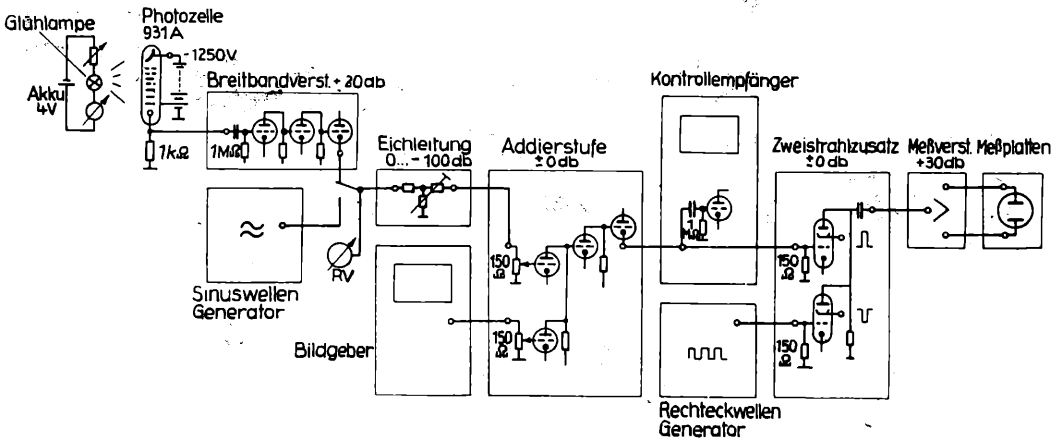


Abb. 8. Meßanordnung zum Bestimmen des zulässigen Rauschanteils bei einer Fernseh-Übertragung

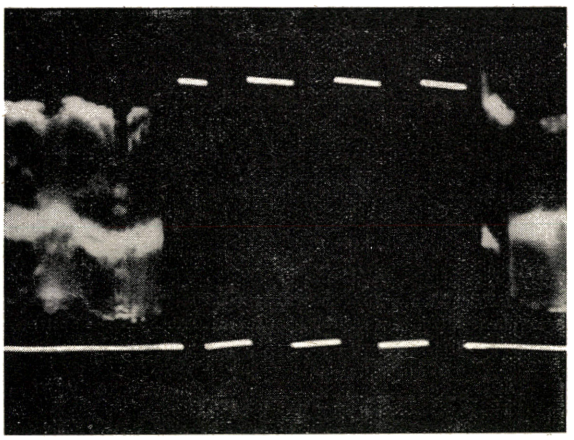


Abb. 9. Bildsignal des Monoskops im Vergleich mit Rechteckwellen von 1 V_{ss}. Strahlablenkfrequenz 25 Hz.

Spitzenwerts am Eingangsregler der Addierstufe eingestellt (Abb. 9). Die Rechteckwelle selbst wurde vorher mit einer Sinusspannung von 0,35 V_{eff} auf 1 V_{ss} geeicht. Die Rauschspannungen gleichen Spitzenwertes konnten nun durch Verändern der Eichleitung dem Bildinhalt zugesetzt werden. Die verwandte Eichleitung von Rohde & Schwarz war in Stufen von 10 db schaltbar. Es zeigte sich bei Fremdsynchronisierung erst bei einem Rauschanteil von 20 db (= 10 %) der verglichenen Spitzenwerte eine geringe Verschlechterung der Bildqualität, während bei 30 db der Rauschanteil im Bild nur in den mittleren Graustufen mit Mühe gerade noch erkennbar war.

In einer 2. Meßreihe wurde der Bildinhalt des Monoskops mit Synchronisierzeichen versehen und das Signalgemisch über die gleiche Anordnung auf den Kontrollempfänger der Fernseh-G. m. b. H. gegeben.

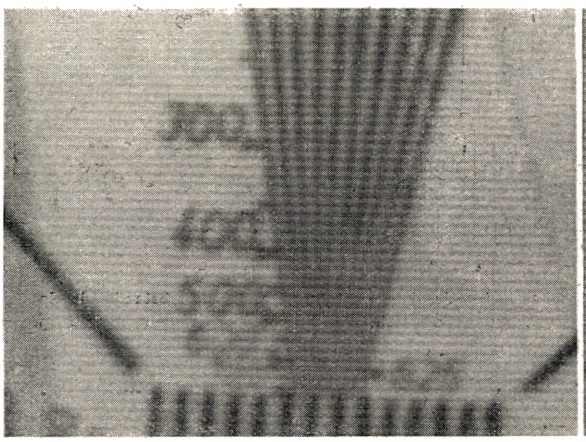


Abb. 10

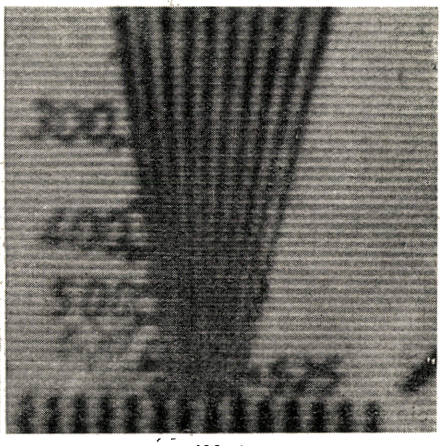


Abb. 11

Abb. 10. Fremdsynchronisiertes Empfangsbild mit 3 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 30 db Spitze — Spitze)
Abb. 11. Selbstsynchronisiertes Empfangsbild mit 3 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 30 db Spitze — Spitze)

Dieser Empfänger soll bei den im Bau befindlichen dm-Fernsehrichtverbindungslinien als Kontrollgerät verwandt werden. Die Synchronisation dieses Empfängers wurde jedoch bereits bei einem Rauschanteil von

gemischs störend. Es ist daher — wie auch aus anderen Gründen — für Fernsehübertragungen zu empfehlen, die übertragenen Synchronsignale beim übernehmenden Studio von den Bildsignalen zu trennen und diese mit

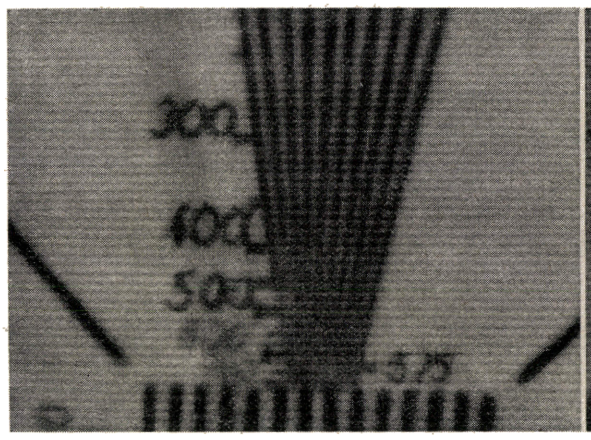


Abb. 12

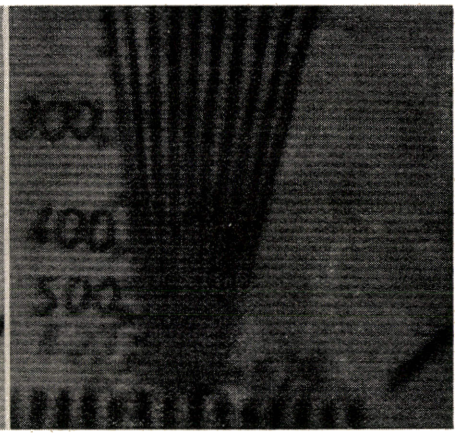


Abb. 13

Abb. 12. Fremdsynchronisiertes Empfangsbild mit 10 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 20 db Spitze — Spitze)
Abb. 13. Selbstsynchronisiertes Empfangsbild mit 10 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 20 db Spitze — Spitze)

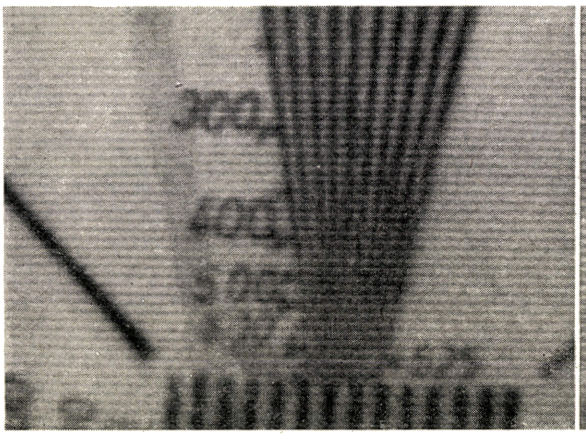


Abb. 14

Abb. 15

Abb. 14. Fremdsynchronisiertes Empfangsbild mit 30 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 10 db Spitze — Spitze)
Abb. 15. Selbstsynchronisiertes Empfangsbild mit 30 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 10 db Spitze — Spitze)

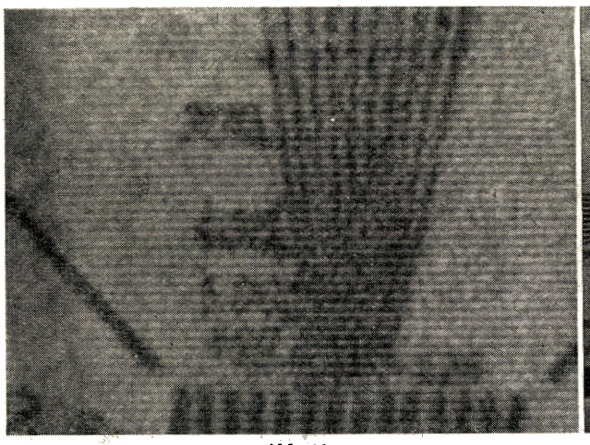


Abb. 16

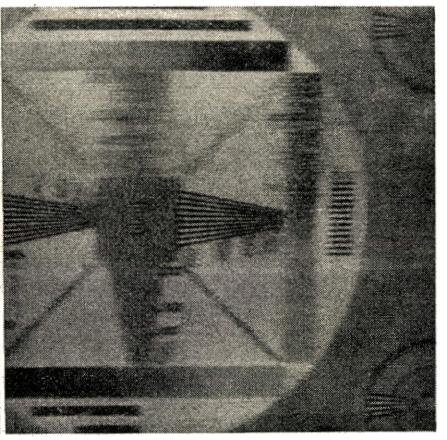


Abb. 17

Abb. 16. Fremdsynchronisiertes Empfangsbild mit 100 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 0 db Spitze — Spitze)
Abb. 17. Selbstsynchronisiertes Empfangsbild mit 100 % Rauschanteil der Vergleichsspitzenwerte. (Rauschabstand 0 db Spitze — Spitze)

30 db (= 3 %) der Vergleichsspitzenwerte merkbar gestört. Erst ab 35 db Spitzenwertabstand war die Synchronisation einwandfrei.

Wie aus den beigefügten Bildreihen (Abb. 10 bis 19) hervorgeht, sind Rauschspannungen bei Fernsehübertragungen besonders für den Synchronanteil des Signal-

neuen Synchronsignalen aus dem Taktgeber dieses Studios zu versehen. Für die Dauer der Übertragung ist dann allerdings dieser Taktgeber mit den übernommenen Synchronsignalen besonders zu synchronisieren.

Bei den verhältnismäßig kurzen Zubringerleitungen vom Studio zum Sender ist dagegen das gesamte

Signalgemisch durchaus exakt zu übertragen. Wie aus den Meßreihen hervorgeht, kann hierbei allerdings die Güte der Übertragung nicht mehr subjektiv von der Betrachtung des Kontrollbildes aus beurteilt werden, da der Anteil der in diesem Übertragungsweg hinzukommenden Rauschspannungen außerhalb des Erkennungsvermögens liegt. Bei entsprechender Schaltung zeigt jedoch der Meßoszillograph noch gute Vergleichswerte an.

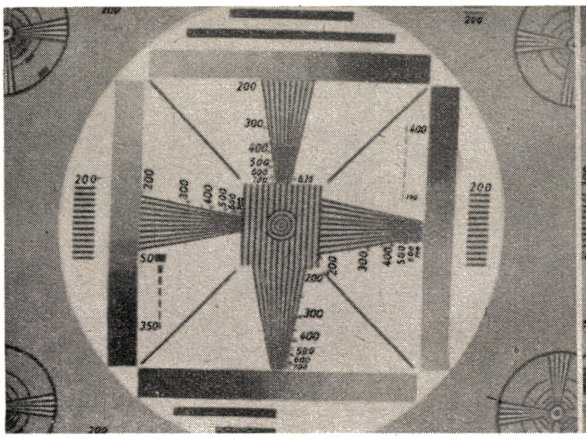


Abb. 18

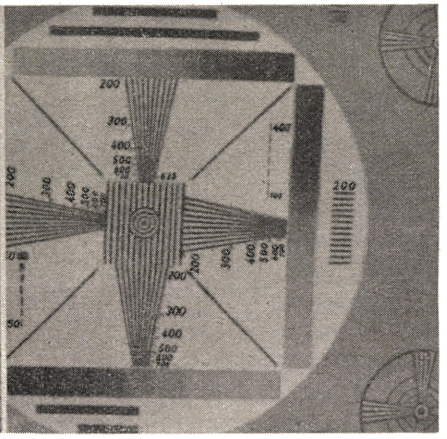


Abb. 19

Abb. 18. Rauschfreies Empfangsbild. Abb. 19. 100 % „verrauschtes" Empfangsbild mit starrer Synchronisierung

4. Zusammenfassung

Die Untersuchungen haben ergeben, daß die bei Fernsehübertragungen auftretenden Rauschspannungen sich oszillographisch gut erfassen lassen und es unwirtschaftlich ist, einen über 35 ... 40 db hinausgehenden Rauschabstand der übertragenen Spitzenspannungen zu verlangen. Dieser Rauschabstand ist größenordnungsmäßig schon bei den z. Z. gebräuchlichen Bildgeberanlagen vorhanden und größere Abstände werden bei der Bildbeurteilung nicht erkannt. Lediglich im Hinblick auf die Weitergabe guter Synchronisierzeichen ist dieser Rauschabstand kritisch und das Signalgemisch am Ende der Übertragungslinie u. U. durch Einfügen neuer Synchronsignale zu verbessern.

Ferner wurde festgestellt, daß die in wirksamen Spitzenwerten beurteilten Rauschabstände um 15 db zu erhöhen sind, falls die Bildspannungen in V_{ss} und die Rauschspannungen in V_{eff} angegeben sind.

Schrifttumsverzeichnis

[1] Doc. de la VIe Assemblée Plénière Genéve 1951. Programme d'étude No. 32. Spécifications nécessaires pour établir une transmission de télévision sur une longue distance. G. Rapport du signal au bruit.

[2] „Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker" von Dr.-Ing. H. Rothe und Dr. W. Kleen unter III. Störerscheinungen in Elektronenröhren § 10, Fig. 195, S. 308 der 2. Auflage.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 12, DEZEMBER 1952 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Untersuchungen an einer Rundfunkleitung auf unbespulten Sternvierern

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt und dem Zentral-Laboratorium der Siemens u. Halske AG.)

Von **E. A. Pavel**, Darmstadt und **H. v. Schau**, München

Mit 18 Abbildungen

DK 621.396.97 : 621.395.73

Es wird über die Ergebnisse von Untersuchungen an einer Rundfunkleitungsschleife berichtet, die auf den Phantomen von unbespulten, sternviererverseilten Doppeladern aus Kupfer (mit 1,2 mm Durchmesser) auf der Strecke Hamburg—Frankfurt a. M. eingerichtet worden ist.

A. Einleitung

Vom CCIF wurden 1946 in Montreux Angaben über die elektrischen Eigenschaften neuer „hochwertiger" Rundfunk (Rf-) Leitungen gemacht, nach denen der Übertragungsbereich bis auf 15 kHz erweitert, die Dynamik erhöht und die Grenzwerte für die nichtlinearen Verzerrungen, die Laufzeitverzerrungen und die Geräusche gegenüber den bisherigen Empfehlungen erheblich herabgesetzt werden sollten. Diese zunächst in sehr positiver Form als vorläufige „Pflichtenwerte" gekennzeichneten Angaben [1] lösten bei den beteiligten Ländern und Rf-Organisationen eine lebhafte Diskussion aus, wobei hauptsächlich die vorgeschlagene obere Eckfrequenz (15 kHz) und die auf 5,75 N (50 dB) erhöhte Dynamik im Mittelpunkt standen. Da seinerzeit auch die westdeutschen Rf-Anstalten (bzw. ihre Vorläuferorganisationen) sehr stark an solchen „15-kHz-Leitungen" interessiert waren, entschloß sich die Deutsche Bundespost (DBP) im Jahre 1948, eine solche Rf-Leitung einzurichten, um zu prüfen, ob und mit welchem Aufwand es möglich wäre, die Montreux-Angaben für „hochwertige" Rf-Leitungen zu erfüllen, und ob es für eine künstlerisch anspruchsvolle Übertragung notwendig ist, bis 15 kHz zu übertragen.

Auf der Rf-Versuchsschleife sollte vor allem aber auch untersucht werden, welche Probleme und Schwierigkeiten bei Rf-Leitungen, die auf unbespulten Sternvierern eingerichtet werden und bei denen die Stämme mit Tf-Systemen beschaltet sind, auftreten. Weiter sollte geprüft werden, ob der Rundfunkleitungs-(Rfl-) Verstärker der Bauart 48 [2] für solche Leitungen geeignet ist, und ob man bei der bisherigen Technik — die durch die Anpassung, den Vierpolentzerrer und eine frequenzunabhängige Verstärkung des Verstärkers gekennzeichnet ist — bleiben kann. Diesen Fragen kommt erhebliche Bedeutung zu, wenn man bedenkt, daß es notwendig ist, bei den unbespulten Leitungen die Verstärkerfelder zu halbieren, d. h. also im Mittel alle 35 bis 38 km einen Verstärkerpunkt einzurichten. Das bedeutet eine Verdopplung der Verstärkerzahl gegenüber den bisherigen Rf-Leitungen, wobei jedoch die übertragungstechnischen Eigenschaften der Leitungen noch erheblich verbessert werden sollen. Auf der Verbindung sollten weiter Übertragungsversuche vorgenommen werden, aus denen Rückschlüsse auf die für hochwertige Rf-Übertragungen tatsächlich notwendige Übertragungsqualität gezogen werden konnten.

Das CCIF ist später davon abgekommen, die in Montreux 1946 diskutierten vorläufigen Angaben über die „hochwertigen" Rf-Leitungen als Empfehlung herauszugeben. Einzelne Punkte dieser Angaben über die „hochwertigen" Rf-Leitungen werden als zu weitgehend empfunden, wenn man den heutigen Stand der Übertragungsqualität aller an einer Rf-Übertragung vom Mikrofon bis zum Lautsprecher des Rf-Hörers beteiligten technischen Einrichtungen berücksichtigt [3]. In der vorliegenden Arbeit wird jedoch trotzdem auf diese Angaben Bezug genommen, weil sie — wenn auch mit gewissen Einschränkungen — seinerzeit den Versuchen zugrunde gelegt worden waren und etwa das Maximum dessen darstellen, was heute mit wirtschaftlich noch einigermaßen vertretbarem Aufwand erreichbar erscheint.

B. Allgemeines

I. Aufbau der Rf-Versuchsleitung

Die von Hamburg nach Frankfurt a. Main und zurück verlaufende Versuchsschleife ist 1072 km lang und enthält 33 Verstärkerpunkte (Abb. 1). Sie verläuft im „Beipack" (d. h. der um den koaxialen Kern angeordneten Lage von Doppeladern) des zweigleisigen „Breitbandkabels" Hamburg—Frankfurt. Die mittlere Verstärkerfeldlänge beträgt 33,5 km. Für einzelne Messungen wurde die Schleife verkürzt, so daß folgende Leitungslängen zur Verfügung standen:

a) 246 km (8 Verstärkerfelder, 9 Verstärkerpunkte)
b) 536 km (16 Verstärkerfelder, 17 Verstärkerpunkte)
c) 810 km (24 Verstärkerfelder, 25 Verstärkerpunkte)
d) 1072 km (32 Verstärkerfelder, 33 Verstärkerpunkte)

Zwischen Masendorf und Frankfurt a. Main ($2 \times 446 = 892$ km) werden die Phantome von unbespulten Sternvierern, auf dem Rest der Strecke ($2 \times 90 = 180$ km) Phantome von unbespulten DM-Viererseilen benutzt. Der Aderdurchmesser ist 1,2 mm (Cu), zu einem geringen Teil auch 1,55 mm (Al), die Betriebskapazität 72 nF/km (Stern) bzw. 58 nF/km (DM). Auf der Strecke Hamburg—Masendorf liegen beide Richtungen im selben Kabel, während sonst Hin- und Rückrichtung in getrennten Kabeln geführt sind.

Der Aufbau des verwendeten Kabels entspricht in mancher Hinsicht nicht dem Aufbau der neuen Tf-Fernkabel [4, 5]. So handelt es sich bei dem Beipack um eine Lage von Viererseilen mit zum Teil sehr unterschiedlichen elektrischen Eigenschaften. Daher werden auf den der Rf-Versuchsleitung benachbarten Viererseilen fast alle zur Zeit gebrauchten Fernsprechsysteme betrieben, wie NF-Vierdrahtverstärker, Zweiband- und Tfb-Geräte (Fünfband) sowie MEK 8- und MG 15-Trägerfrequenzeinrichtungen, weiter UT und WT, so daß die Betriebsverhältnisse für die Rf-Versuchsleitung recht ungünstig waren.

Als Verstärker wurde der nach dem Kriege entwickelte Rfl-Hauptverstärker 48 von S. u. H. verwendet [2]. (Parallel hierzu waren zunächst noch Rfl-Verstärker 47 [Pintsch-Electro] eingesetzt, die jedoch der Übersichtlichkeit halber bei den Schlußuntersuchungen nicht mehr berücksichtigt wurden). Er hat eine frequenzunabhängige Verstärkung von max. 5 N. Die aus

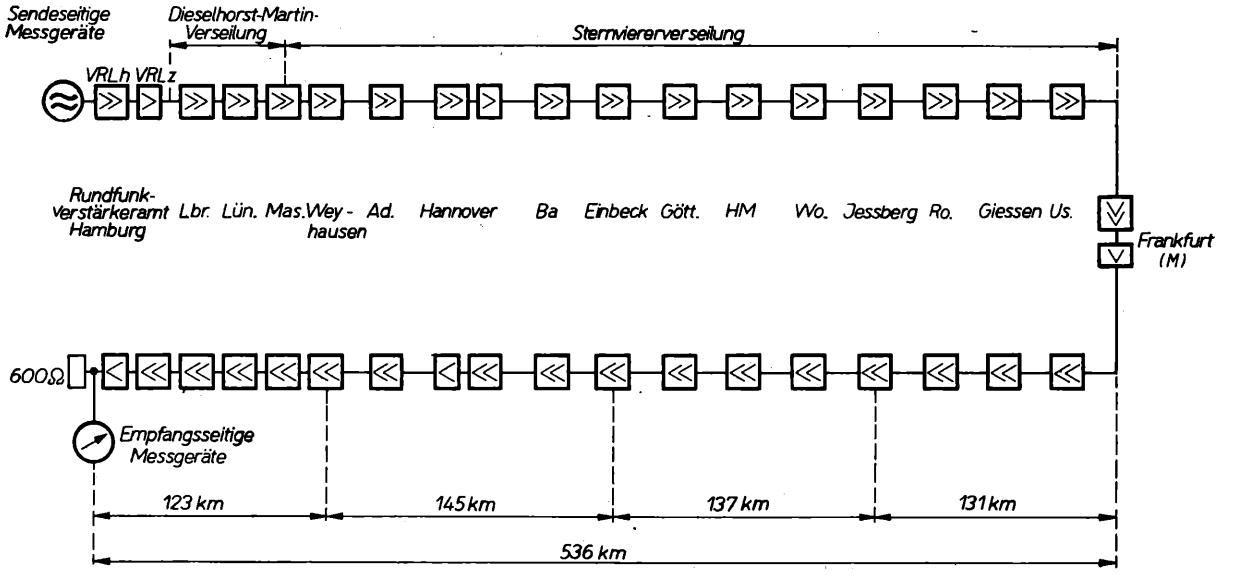


Abb. 1. Führung der Rf-Versuchsschleife
VRLh = Rundfunkleitungs-Hauptverstärker 48 VRLz = Rundfunkleitungs-Zusatzverstärker 48

einer Vorserie stammenden Verstärker wurden labormäßig in Gestellrahmen eingebaut. Ebenso die zugehörigen Entzerrerschienen usw. Gespeist wurden die Verstärker aus den vorhandenen Amtsbatterien. Zu erwähnen ist noch, daß die in den Rfl-Verstärkergestellen 48 in der Heiz- und Anodenspannungszuführung jedes Verstärkers vorhandenen zusätzlichen Siebmittel auf der Versuchsstrecke nicht eingebaut waren. Im Verlaufe der Versuche mußten sie jedoch in die Anodenspannungszuführung in jedem zweiten Verstärkerpunkt (75-km-Ämter) eingebaut werden, weil sonst die Kopplungen zwischen den beiden Verstärkern eines Verstärkerpunktes über die Stromversorgung infolge der (nicht immer niederohmigen) Kohledruckregler zu groß wurden.

Die Leitung wurde nach der bisherigen Technik entzerrt, d. h. es wurden vor die Verstärker Vierpolentzerrer eingeschaltet, die auf Grund von Messungen an Ort und Stelle berechnet und aus den üblichen Entzerrerbauteilen zusammengebaut wurden [2, 6, 7]. Hierbei ergab sich, daß bei längeren Verstärkerfeldern als 40 km eine Verstärkung von 5 N nicht mehr ausreicht.

Während der Versuche wurden die Rf-Verstärkerämter Hamburg, Hannover und Frankfurt a. Main auf Rfl-Verstärkereinrichtungen 48 umgestellt. In diesen Ämtern wurden in die Rfl-Versuchsschleife deshalb später auch Rfl-Zusatzverstärker 48 eingeschaltet [2, 7].

II. Anpassung und Entzerrung

Die Leitungsschleife wurde zunächst in der bisher üblichen Art betrieben, wobei am Ende jedes Verstärkerfeldes zur Wellenwiderstandsanpassung ein Leitungsnetzwerk (LN; Nachbildung, Anpassungszweipol) eingeschaltet wurde. Der Leitungsübertrager (LÜ) wurde an den Minimalwert des Wellenwiderstandes von rund 70 Ω (bei 15 kHz) auf 600 Ω im Amt angepaßt. Infolge Spannungsteilung des LN gegen den LÜ entsteht eine z. T. erhebliche frequenzabhängige Zusatzdämpfung, weil der Wellenwiderstand der Leitung nach den Tiefen zu sehr stark ansteigt. So ergibt sich ein Wendepunkt in dem zu entzerrenden Dämpfungsverlauf (Kurve 2 in Abb. 2) und damit ein erhöhter Aufwand für den Entzerrer.

Später wurde dann auf Grund theoretischer Überlegungen das LN weggelassen, und die Leitungsabschnitte wurden mit dem Übertrager allein, d. h. mit 70 Ω abgeschlossen [8]. Bei Frequenzen unterhalb

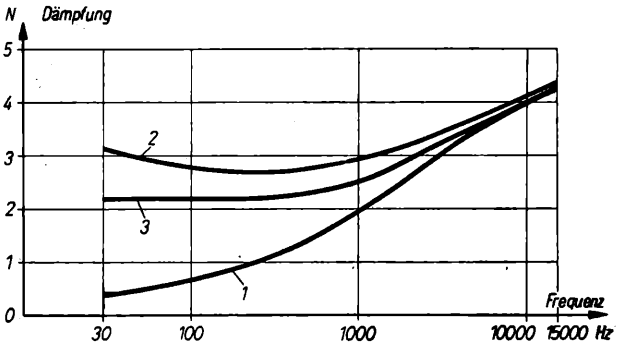


Abb. 2. Dämpfung eines Verstärkerfeldes von 35 km Länge
1. Wellendämpfung: $b = \beta \cdot l$
2. Dämpfung bei Abschluß mit LN + LÜ: $b = \beta l + \ln \frac{Z}{70}$
3. Dämpfung bei reellem Abschluß mit 70 Ω

15 kHz ergibt sich dabei eine Fehlanpassung, die gewisse Reflexionen verursacht. Die hierdurch bedingten Dämpfungsverzerrungen ändern ihren Wert im Gegensatz zur pupinisierten Leitung jedoch so langsam mit der Frequenz, daß sie leicht entzerrt werden können. Der Dämpfungsverlauf eines mit 70 Ω abgeschlossenen Abschnittes (Kurve 3 in Abb. 2) entspricht bei tiefen Frequenzen der Spannungsteilung zwischen Ader- und Abschlußwiderstand und geht später allmählich in die Wellendämpfung über (Kurve 1 in Abb. 2). Die Dämpfung steigt nach tiefen Frequenzen zu nicht mehr an und ist daher leicht zu entzerren. Die Einsparung im Entzerreraufwand beträgt etwa 25 bis 30 %. Infolge der geringeren Dämpfung bei tiefen Frequenzen wird der empfangsseitige Leitungsübertrager bei Betrieb ohne LN stärker ausgesteuert. Er muß daher in bezug auf die nichtlinearen Verzerrungen erhöhten Anforderungen genügen.

Eine Dämpfungskurve nach Art der Kurve 3 in Abb. 2, die unterhalb 200 Hz praktisch gerade verläuft, läßt sich mit relativ einfachen Mitteln durch RC-Glieder

nachbilden. Legt man entsprechend bemessene Glieder in den Gegenkopplungsweg des Rf-Leitungsverstärkers, kann man die Vierpolentzerrer einsparen und die Entzerrung durch den Verstärker vornehmen. Diese Lösung ist auch deshalb günstig, weil die Höchstverstärkung nur bei den hohen Frequenzen notwendig ist und bei den Verstärkern ein gegen die Tiefen zu größer werdender Gegenkopplungsgrad erreicht wird, was wegen der Klirrverzerrungen und der Geräusche sehr erwünscht ist. Auf Grund dieser Überlegungen wurde der für die TF-Fernkabel inzwischen neu entwickelte Rfl-Hauptverstärker 50 als entzerrender Verstärker ausgebildet [7, 9].

Da in den Tf-Fernkabeln die Rf-Leitungen ausschließlich gerichtet betrieben werden, bedeutet es keinen Mehraufwand, wenn man jeder in ankommender Richtung betriebenen Rf-Leitung einen (Haupt-) Verstärker zuordnet. Dies war bisher im deutschen Rf-Leitungsnetz nicht üblich, ist jedoch beim entzerrenden Verstärker notwendig.

Bei den bisherigen bespulten Rf-Leitungen (12 mH) entstehen bei der Verwendung des entzerrenden Verstärkers gewisse Schwierigkeiten, weil man dort auf die Anpassung nicht verzichten kann und die Grenzfrequenzen und die Betriebskapazitäten dieser Rf-Leitungen zum Teil erheblich verschieden sind. Der individuelle Vierpolentzerrer ist dabei vielleicht günstiger.

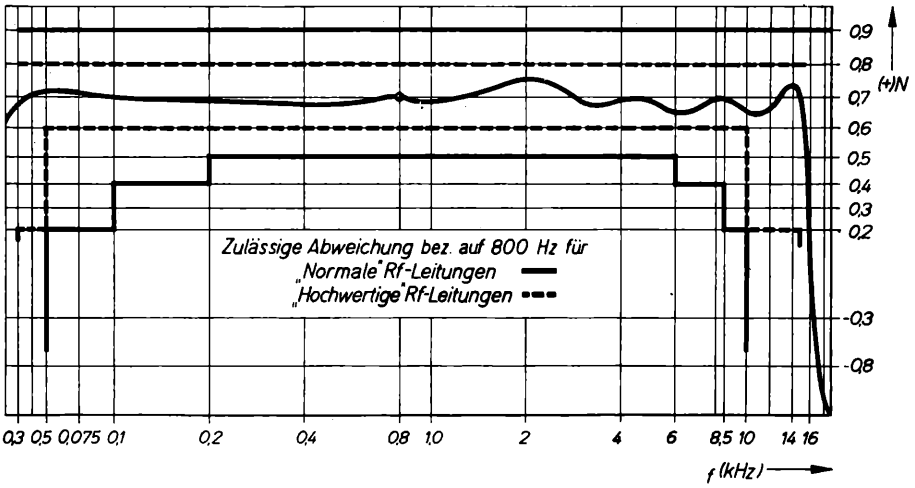


Abb. 3. Relativer Spannungspegel der Rundfunk-Versuchsleitung Hamburg—Frankfurt (Main)—Hamburg

C. Meßergebnisse

I. Lineare Verzerrungen

1. Dämpfungsverzerrungen

Die Dämpfungsverzerrungen am Ende der ganzen Versuchsschleife zeigt Abb. 3. Man sieht, daß selbst die vom CCIF seinerzeit für die „hochwertigen" Rundfunkleitungen vorgesehenen Toleranzen nicht ausgenutzt wurden. Die Welligkeit der Kurve ist auch in bezug auf die Ausgleichsvorgänge unerheblich [10].

Die Rundfunkleitungsverstärker 48 sind sehr stark gegengekoppelt. Dadurch ändert sich der Pegelverlauf auf der Leitung praktisch nur noch durch den Einfluß der Temperatur auf die Leitungsdämpfung. Bei den auf den Phantomen der unbespulten Tf-Fernkabel geführten Rundfunkleitungen ist bei 15 kHz und 1000 km Verbindung eine Dämpfung von rund 120 N zu überbrücken gegenüber 30 bis 40 N bei den bisherigen bespulten Rundfunkleitungen. Damit ergibt sich auch eine wesentliche Erhöhung des Temperatureinflusses. Nimmt man an, daß sich die Kabeltemperatur um höchstens $\pm 10^0$ C ändert [7], so muß man bei 15 kHz

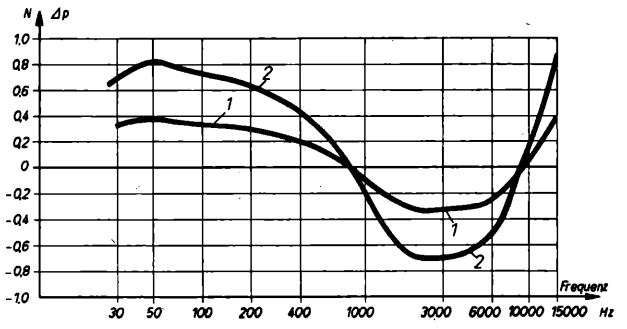


Abb. 4. Entzerrungsfehler durch ungenügende Genauigkeit der Temperaturdämpfungsausgleicher (TDA)
1. gemessener Entzerrungsfehler zwischen dem 14. 4. und 28. 6. 1951 (35 TDA-Glieder)
2. Entzerrungsfehler durch 15 × 5 = 75 TDA-Glieder

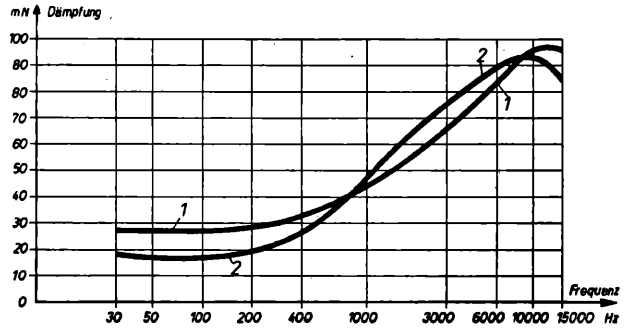


Abb. 5. Dämpfungsverlauf eines Gliedes der Temperaturdämpfungsausgleicher (TDA) für unbespulte Sternvierer
1. Bei den Versuchen verwendete TDA-Kurve
2. Aus den Meßergebnissen ermittelte neue TDA-Kurve

mit Dämpfungsänderungen von mindestens ± 3 N rechnen. Man konnte daher bei der Rundfunkversuchsleitung, auch für die Untersuchungen selbst, nicht auf Temperaturdämpfungsausgleicher (TDA) verzichten. Auf Grund von Messungen und Berechnungen wurde eine vorläufige Kurve für diese (aus fünf hintereinander schaltbaren gleichen Gliedern bestehenden) TDA festgelegt, wobei wegen der Schwierigkeit von Messungen zur Bestimmung der Temperaturabhängigkeit der Leitungsdämpfung Abweichungen zu erwarten waren. Bei den über einen längeren Zeitabschnitt durchgeführten

Pegelmessungen ergaben sich dann auch tatsächlich temperaturbedingte Abweichungen im Frequenzgang, die mit Hilfe der TDA nicht ausgeglichen werden konnten (Abb. 4, Kurve 1). Aus diesen Abweichungen wurde unter Berücksichtigung der zwischen den Meßtagen veränderten TDA-Stellungen die Fehlerkurve und aus ihr die Korrektur für ein TDA-Glied ermittelt. In Abb. 5 sind die ursprüngliche und die neuerdings ermittelte TDA-Kurve eingezeichnet. Nimmt man an, daß auf 1000 km etwa 15 TDA mit je fünf Gliedern eingesetzt sind, so ergibt sich bei der in Abb. 5 angegebenen Abweichung im Frequenzgang zwischen der ursprünglichen und der jetzigen TDA-Kurve rein rechnerisch der in Abb. 4, Kurve 2 dargestellte TDA-Fehler. Dabei gibt diese Kurve den größtmöglichen Absolutwert des Fehlers an, der dann auftritt, wenn die erste Entzerrung bei der angenommenen Maximal- oder Minimaltemperatur erfolgt.

Die neue TDA-Kurve soll vorläufig auch für die TDA der Rundfunkleitungen in den neuen Tf-Kabeln zugrunde gelegt werden. Voraussichtlich wird man die verbleibenden Entzerrungsfehler noch durch Systementzerrer ausgleichen müssen. Um den Ausgleich der auflaufenden Entzerrungsfehler jedoch nur in größeren Abschnitten vornehmen zu müssen, ist eine ausreichende Aussteuerungsreserve notwendig, damit nicht einzelne Verstärker übersteuert werden. Beim Verstärker 48 beträgt die Aussteuerungsreserve, bezogen auf die gegenwärtige „größte Nutzspannung“ 3,1 V_{eff}, rd. 1,0 N. (Bei dem für die Tf-Fernkabel entwickelten Rfl-Verstärker 50 wurde mit Rücksicht auf den schwierigen Temperaturausgleich und eine evtl. spätere Erhöhung der Betriebspegel bzw. der Dynamik die Aussteuerungsgrenze auf 12 V_{eff} an 600 Ω entsprechend 240 mW heraufgesetzt.)

Eine Begrenzung der Verstärkung auf den Übertragungsbereich ist bei stark gegengekoppelten Verstärkern ohne zusätzlichen Aufwand nicht möglich. Im allgemeinen wird bei kleiner Aussteuerung die Verstärkung (und damit der Pegel) außerhalb des Übertragungsbereiches sogar noch etwas ansteigen. Oberhalb der oberen Eckfrequenz ist dies wegen der steigenden Leitungsdämpfung meist weniger kritisch als unterhalb des Übertragungsbereiches, da hier die Leitungsdämpfung bei Betrieb mit reellem Abschluß praktisch konstant bleibt. Falls mit dem Auftreten sehr tiefer Frequenzen (< 30 Hz) gerechnet werden muß (z. B. durch akustische und mechanische Beeinflussungen durch Lüftungsanlagen, Trittschall u. dgl.), ist es erforderlich, den Übertragungsbereich durch entsprechende Hochpässe an einzelnen Stellen zu begrenzen. Eine Begrenzung in jedem Verstärker ist nicht notwendig und auch wegen des damit verbundenen Laufzeitanstieges nicht zweckmäßig.

2. Laufzeitverzerrungen

Die Gruppenlaufzeit wurde aus der Phasenkurve ermittelt, die mit Hilfe eines Differentialübertragers in Verbindung mit dem Pegelschreiber aufgenommen wurde. Für die kritischen Bereiche wurden außerdem noch genaue Punktmessungen vorgenommen. Weiter wurde das Ergebnis mit einer Impulsmeßmethode [11, 13] überprüft.

Abb. 6 enthält die Gruppenlaufzeit der 1072 km langen Gesamtschleife bei Entzerrung mit Leitungsnetzwerken und ohne diese. Wie man sieht, hat das Weglassen der Netzwerke auch einen günstigen Einfluß auf die Laufzeitverzerrungen bei den Tiefen. Die Laufzeitverzerrungen liegen weit unter den vom CCIF angegebenen Grenzwerten *). Am oberen Ende des Übertragungsbereiches ist im Gegensatz zu den bisherigen bespulten Rundfunkleitungen kein nennenswerter Laufzeitanstieg

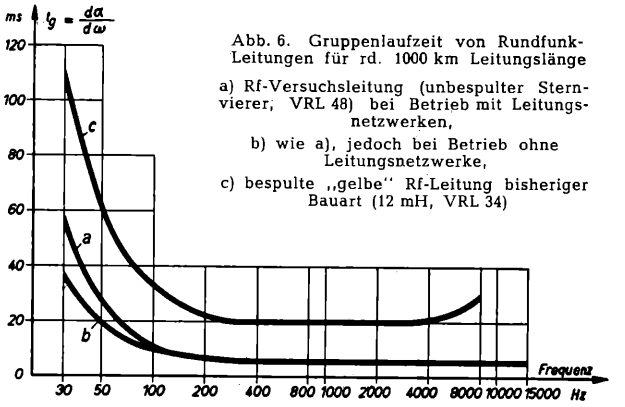


Abb. 6. Gruppenlaufzeit von Rundfunk-Leitungen für rd. 1000 km Leitungslänge
a) Rf-Versuchsleitung (unbespulter Sternvierer, VRL 48) bei Betrieb mit Leitungsnetzwerken,
b) wie a), jedoch bei Betrieb ohne Leitungsnetzwerke,
c) bespulte „gelbe“ Rf-Leitung bisheriger Bauart (12 mH, VRL 34)

mehr vorhanden. Aus einer genauen Handmessung konnte auf einen Anstieg von max. 0,5 ms bei 15 kHz (und 1072 km Leitungslänge) geschlossen werden.

Gemeinsam mit den westdeutschen Rundfunk-Anstalten durchgeführte Versuche ergaben, daß die bei den Tiefen vorhandenen Laufzeitdifferenzen selbst bei einer Vervielfachung des Effektes durch Iteration, d. h. durch wiederholtes Überspielen desselben Testmotives über die Leitung [12, 13], noch nicht störend wirken. Die Laufzeitverzerrungen begrenzen also bei Leitungen dieser Bauart die Reichweite nicht.

II. Nichtlineare Verzerrungen

1. Amplitudenabhängigkeit der Verstärkung

Das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung hängt bei Verstärkern oft von der Ausgangsspannung ab. Die im folgenden betrachtete Abhängigkeit folgt nicht den Momentanwerten der Spannung, bringt keine Kurvenverzerrungen und damit auch keinen Klirrfaktor. Man könnte sie als nichtklirrende Amplitudenabhängigkeit bezeichnen.

Zur Vermeidung von Übersteuerungen soll bei Leitungen die Restdämpfung der Verbindung mit steigendem Sendepegel zunehmen. Sind nur wenige Verstärker in Reihe geschaltet (wie z. B. in Studios), fallen solche Erscheinungen allerdings kaum ins Gewicht, da die Amplitudenabhängigkeit einzelner Rundfunkverstärker selten einige hundertstel Neper übersteigt.

Bei der Versuchsschleife wurde eine Amplitudenabhängigkeit beobachtet, die sich aus einem frequenzunabhängigen und einem frequenzabhängigen Anteil zusammensetzt. Der frequenzunabhängige Anteil ist auf Erwärmung eines Widerstandes im Verstärker durch einen der Ausgangsspannung proportionalen Wechselstrom zurückzuführen. Er beträgt zwischen 0,3 V und 6,2 V Ausgangsspannung — 0,13 N bei 37 Verstärkern, d. h. weniger als 0,005 N je Verstärker. (Ein geringer Anstieg der Amplitudenabhängigkeit nach hohen Frequenzen hin [oberhalb 8 kHz] entsteht

*) Normale Rf-Leitungen:
$t_{50} - t_{min} < 80$ ms
$t_{100} - t_{min} < 20$ ms
$t_{10000} - t_{min} < 8$ ms

„hochwert.“ Rf-Ltgn.
$t_{50} - t_{min} < 50$ ms
$t_{100} - t_{min} < 20$ ms
$t_{15000} - t_{min} < 8$ ms

dadurch, daß das Verhältnis des den Widerstand durchfließenden Stromes zur Ausgangsspannung infolge der ansteigenden Dämpfung des Ausgangsübertragers größer wird.) Der Widerstand ändert nur langsam seinen Wert (der Endwert wird nach etwa 2 min erreicht) und kann daher von den raschen Amplitudenänderungen des Programms nicht beeinflußt werden. Dieser Teil der Amplitudenabhängigkeit tritt demnach nur beim Messen in Erscheinung. Der Effekt wurde durch Vergrößerung der Abmessungen des betr. Widerstandes praktisch beseitigt.

Durch die frequenzabhängige Änderung der Verstärkung der Rfl-Verstärker ergibt sich eine Änderung des Übertragungsmaßes der Leitung. Sie tritt nur bei Frequenzen unterhalb 300 Hz auf und beträgt bei 50 Hz und einer Änderung der Ausgangsspannung von 0,775 V auf 4 V bei insgesamt 37 Verstärkern — 0,11 N. Vergleicht man diesen Wert mit dem Ergebnis der früheren Untersuchungen an der Versuchsschleife Leipzig—Aachen—Leipzig (1937) [14], wo bei 18 Verstärkern unter denselben Bedingungen — 0,50 N gemessen wurden, so ergibt sich eine ganz erhebliche Verbesserung. Bereits damals konnte jedoch ein Einfluß auf die Übertragungsgüte nicht mehr festgestellt werden. Eine weitere Verringerung der Amplitudenabhängigkeit ist trotzdem erstrebenswert, um betriebliche Schwierigkeiten zu vermeiden, die beim Messen des Frequenzganges der Verbindung mit unterschiedlichen Sendepegeln entstehen können. Den Verlauf des rel. Spannungspegels bei verschiedenen Sendepegeln zwischen — 1,0 N (0,3 V) und + 2,1 N (6,2 V) zeigt Abb. 7. Die vor allem bei kleiner Sendespannung erkennbaren Ungleichmäßigkeiten im Frequenzgang

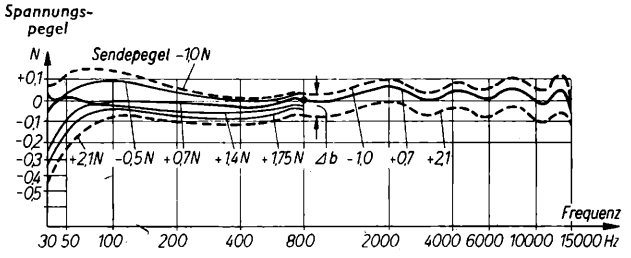


Abb. 7. Relativer Spannungspegel der 1072 km langen Verbindung bei verschiedenen Sendepegeln am Anfang der Fernleitung, bezogen auf den Meßpegel + 0,7 N

Δb = frequenzunabhängige Amplitudenabhängigkeit

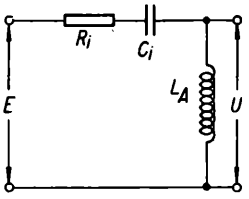
(Überschneidungen der Kurven) sind auf einen entsprechenden Scheinwiderstandsverlauf des Ausgangsübertragers der Verstärker zurückzuführen.

Im Bereich größerer Aussteuerung ist die amplitudenabhängige Pegeländerung bei Erhöhung der Sendespannung bei der untersuchten Leitung jedoch immer negativ, so daß keine Übersteuerungsgefahr besteht.

Die frequenzabhängige Änderung des Übertragungsmaßes entsteht durch die Spannungsabhängigkeit der Induktivitäten, besonders des Ausgangsübertragers und ist in ihrer Größe und ihrem Frequenzgang im wesentlichen durch den Innenwiderstand des Verstärkers bestimmt; seine kapazitive Komponente bewirkt eine Resonanz mit der Übertragerinduktivität, deren Frequenz sich amplitudenabhängig verschiebt, so daß eine Änderung des Übertragungsmaßes nach tiefen Frequenzen hin zunehmend in Erscheinung tritt. Das Ersatzschaltbild des Ausgangskreises ist in Abb. 8 dargestellt. Für das Verhältnis $\frac{E}{U}$ ergibt sich:

$$\frac{E}{U} = 1 + \frac{R_i}{j\omega L_A} - \frac{1}{\omega^2 L_A C_i} = f(L_A).$$

$$L_A = f(U).$$



R_i = reelle Komponente } des Innenwiderstandes
C_i = kap. Komponente }
L_A = Induktivität des Ausgangsübertragers
E = EMK der Endröhre
U = Klemmenspannung des Ausgangsübertragers

Abb. 8. Spannungsteilung am Verstärkerausgang (vereinfachte Darstellung)

Durch Erhöhung der Übertragerinduktivität unter Verwendung hochpermeablen Bleches und Verminderung der kapazitiven Innenwiderstandskomponente kann man die Resonanz weiter nach tiefen Frequenzen hin verschieben. Sie wirkt sich dann im Übertragungsbereich weniger aus. Der Realteil des Innenwiderstandes steigt nach tiefen Frequenzen zu an, wodurch die Resonanzspitze gleichzeitig abgeflacht wird. Solche Maßnahmen sind jedoch durch den erforderlichen Aufwand und beim gegengekoppelten Verstärker auch durch Stabilitätsforderungen begrenzt. (Beim neu entwickelten Rundfunkleitungsverstärker 50 sind erheblich kleinere Werte der Amplitudenabhängigkeit als beim Verstärker 48 zu erwarten.)

2. Klirr- und Verzerrungsfaktor

a) Meßverfahren. Die nichtlinearen Verzerrungen wurden auf der Rundfunkversuchsleitung nach verschiedenen Methoden bestimmt. So wurde zunächst der Gesamtklirrfaktor k gemessen nach der Definition

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots U_x^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \cdots U_x^2}} \cdot 100\,[\%]. \qquad (1)$$

U_1 = Spannung der Grundwelle
$U_2 \ldots U_x$ = Spannung der 1. bis x. Oberwelle

Die Messung wurde durchgeführt mit einem Klirrdämpfungsmeßplatz, der nach der Filtermethode (Unterdrückung der Grundwelle durch Hochpässe, Effektivwertmesser) arbeitet. Weiter wurden die einzelnen Klirrprodukte selektiv mit einem Überlagerungsempfänger (Bandbreite 10 Hz) bestimmt.
Hierbei ist

$$k_2 = \frac{U_2}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \cdots U_x^2}} \cdot 100\,[\%], \qquad (1a)$$

$$k_3 = \frac{U_3}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \cdots U_x^2}} \cdot 100\,[\%]. \qquad (1b)$$

Für kleine Werte von k_2 und k_3, also $U_1 \gg U_2, U_3$, gilt

$$k_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100\,[\%] \quad \text{und} \quad k_3 = \frac{U_3}{U_1} \cdot 100\,[\%].$$

Es ist weiter

$$k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2}. \qquad (1c)$$

Die Ergebnisse beider Messungen stimmen für die Sendepegel + 2,10 und + 2,35 N gut überein. Bei niedrigeren Pegeln treten zum Teil Differenzen auf, die auf die Geräusche zurückzuführen sind, welche bei kleinerer Aussteuerung die Klirrprodukte teilweise

überwiegen. Da sie vom Klirrdämpfungsmesser mitgemessen werden, können sie das Ergebnis verfälschen. Auch beim Überlagerungsempfänger können bei niedrigeren Pegeln bereits Fehlmessungen auftreten, da seine Empfindlichkeitsgrenze erreicht wird.

Für die Untersuchung der Klirraddition auf der Leitung wurden daher nur die beim Sendepegel + 2,1 N (6,2 V_{eff}) erzielten Meßergebnisse herangezogen. Bei diesem Pegel treten die Additionseffekte bereits deutlich hervor, ohne daß das Ergebnis durch Übersteuerung einzelner Verstärker verfälscht wird. Weil die betriebliche „größte Nutzspannung" zur Zeit jedoch nur die Hälfte beträgt, sind diese Meßergebnisse nur qualitativ zu werten.

Oberhalb 5000 Hz ist eine Klirrfaktormessung nicht mehr sinnvoll, da die Oberwellen nicht richtig übertragen werden. Zur Beurteilung der Verzerrungen in diesem Frequenzbereich wurden daher Verzerrungsmessungen mit einem Verzerrungsmeßplatz (Siemens u. Halske) nach dem von Braunmühl u. Weber angegebenen Doppeltonverfahren durchgeführt [15]. Bei diesem Verfahren werden die unten definierten quadratischen (v_2) und kubischen (v_3) Verzerrungsprodukte gemessen, die durch einen Doppelton erzeugt werden.

Der Abstand der Doppeltöne beträgt bei der Messung von v_2 60 Hz und von v_3 30 Hz. Der Meßplatz ist für Frequenzen zwischen 120 Hz und 10 kHz verwendbar. Bei der Messung werden beide Töne auf gleiche Spannung eingestellt, und zwar auf die halbe Amplitude des Grundtones der Klirrfaktormessung. Für v_2 und v_3 gelten folgende Definitionen:

$$v_2 = \frac{U_{(f_2 - f_1)}}{2\,U_{fg}} \cdot 100\ \%, \tag{2}$$

$$v_3 = \frac{U_{(2f_2 - f_1)} + U_{(2f_1 - f_2)}}{2\,U_{fg}} \cdot 100\,\%. \tag{3}$$

$U_{f_g} = U_{f_1} = U_{f_2}$ = Spannung eines Grundtones f_1 bzw. f_2;

$U_{(f_2 - f_1)}$ = Spannung des quadratischen Differenztones $(f_2 - f_1)$;

$U_{(2f_2 - f_1)}$ u. $U_{(2f_1 - f_2)}$ = Spannungen der kubischen Kombinationstöne $(2f_2 - f_1)$ und $(2f_1 - f_2)$.

Als Ergänzung dieser Messung wurden noch weitere Differenztonmessungen vorgenommen. Zwei Grundfrequenzen wurden so gewählt, daß sie einen Differenz- bzw. Kombinationston von 800 Hz erzeugen, der dann durch ein steiles Filter ausgesiebt und gemessen wurde. Für den quadratischen Differenzton $f_2 - f_1$ wurden die Grundfrequenzen 10 000 und 9 200 bzw. 15 000 und 14 200 Hz benutzt, während für den kubischen Kombinationston von der Form $f_1 - 2f_2$ die Frequenzen 10 000 und 4 600 sowie 15 000 und 7 100 Hz verwendet wurden. Über die Einstellung der Meßspannungen gilt das bei der „Verzerrungsmessung" gesagte.

b) Ergebnis der Klirrfaktormessung. Die Klirrprodukte der auf einer Verbindung eingeschalteten Verstärker addieren sich nach ihrem Betrag und der Phasenverschiebung zwischen Grund- und Oberwelle beim Durchlaufen eines Verstärkerfeldes (d. h. der Leitung mit dem am Ende des Feldes zur Entdämpfung eingeschalteten Rf-Leitungsverstärkers) vektoriell, so daß alle Werte zwischen 0 und $n \cdot k$ möglich sind, wenn k den Klirrfaktor eines Verstärkers und n die Anzahl der Verstärkerfelder darstellen. Der Wert $K = \sqrt{n} \cdot k$, d. h. Addition der Klirrleistungen, gilt nur für eine sehr große Zahl von Verstärkerfeldern (vgl. auch in [16]).

Setzt man gleiche Verstärker und gleich lange Verstärkerfelder voraus, so ergibt die graphische Darstellung der Klirrfaktorsumme für eine bestimmte Grundfrequenz ω ein Polygon, bei dem der Winkel zwischen zwei benachbarten Vektoren dem folgenden Ausdruck entspricht (Abb. 9):

$$\varphi = \varphi_{x\omega} - x \cdot \varphi_\omega. \tag{4}$$

φ_ω = Winkel der Grundwelle

$\varphi_{x\omega}$ = Winkel der x. Oberwelle

x = Ordnungszahl der Oberwelle

Für den resultierenden Klirrfaktor K, bezogen auf das Ende der Verstärkerfelder, ergibt sich:

$$K = k\,[\cos\varphi + \cos 2\varphi + \ldots + j\,(\sin\varphi + \sin 2\varphi + \ldots)$$

$$= k\left[\sum_0^n \cos n\varphi + j\sum_0^n \sin n\varphi\right]$$

$$= k\,\frac{\sin(n+1)\frac{\varphi}{2}}{\sin\frac{\varphi}{2}}\left(\cos\frac{n}{2}\varphi + j\sin\frac{n}{2}\varphi\right), \tag{5}$$

$$|K| = k\,\frac{\sin(n+1)\frac{\varphi}{2}}{\sin\frac{\varphi}{2}} \tag{5a}$$

Der Ausdruck (5 a) ergibt Minima für $\sin(n+1)\frac{\varphi}{2} = 0$ und Maxima für $\sin(n+1)\frac{\varphi}{2} = \pm 1$, und es wird

$$\underline{K_{min} = 0} \tag{5b}$$

und

$$\underline{K_{max} = \frac{k}{\sin\frac{\varphi}{2}}}. \tag{5c}$$

Minima ergeben sich hiernach dann, wenn

$(n_{min} + 1)\frac{\varphi}{2} = \pi \ldots 2\pi \ldots 3\pi \ldots$

$= a \cdot \pi$, wobei n_{min} die betr. Verstärkerfeldzahl und a jede ganze Zahl von $1 \ldots \infty$ bedeutet.

$$n_{min} = \frac{2a\pi}{\varphi} - 1. \tag{6}$$

Maxima ergeben sich, wenn

$$(n_{max} + 1)\frac{\varphi}{2} = \frac{\pi}{2} \cdots \frac{3}{2}\pi \cdots \frac{5}{2}\pi = \frac{2a-1}{2}\pi,$$

$$n_{max} = \frac{(2a-1)\pi}{\varphi} - 1, \tag{7}$$

wobei n_{max} wieder die betr. Verstärkerfeldzahl angibt.

Die theoretisch errechneten Maxima und Minima für K treten praktisch nur dann auf, wenn sich für n zufällig eine ganze Zahl ergibt, da der Klirrfaktor immer nur am Ende eines Verstärkerfeldes in Erscheinung treten kann.

Die tatsächlichen Maxima und Minima werden dabei je nach Größe von φ und n mehr oder weniger abgeflacht (Abb. 11 und 14).

Für den quadratischen Klirrfaktor ergibt sich die bekannte und in der Praxis auch oft angewandte Möglichkeit einer Kompensation durch Umpolung. Diese Maßnahme wird um so wirksamer, je kleiner φ ist.

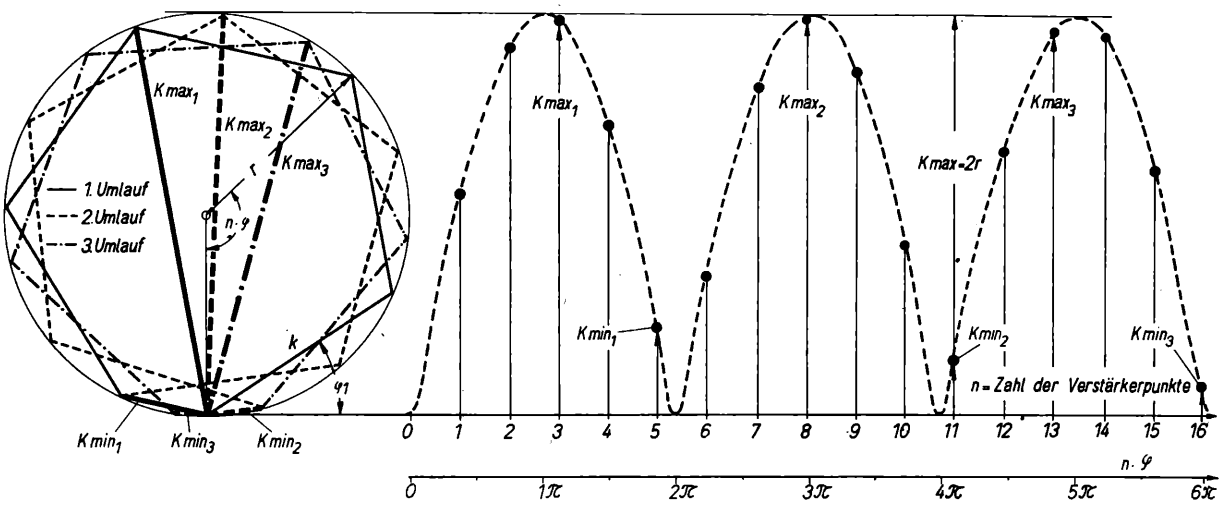


Abb. 9. Höchst- und Mindestwerte des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Zahl der Verstärkerabschnitte n bei einem bestimmten Additionswinkel φ ($k_1 = k_n = \text{const}$; $\varphi_1 = \varphi_n = \text{const}$)

K max = 2r = höchster möglicher Wert des Klirrfaktors
$K\,max_1$ = Höchstwert des Klirrfaktors beim 1. Durchlauf
$K\,max_2$ = Höchstwert des Klirrfaktors beim 2. Durchlauf
$K\,max_3$ = Höchstwert des Klirrfaktors beim 3. Durchlauf
K min = 0 = kleinster möglicher Wert des Klirrfaktors
$K\,min_1$ = Kleinstwert des Klirrfaktors beim 1. Durchlauf
$K\,min_2$ = Kleinstwert des Klirrfaktors beim 2. Durchlauf
$K\,min_3$ = Kleinstwert des Klirrfaktors beim 3. Durchlauf

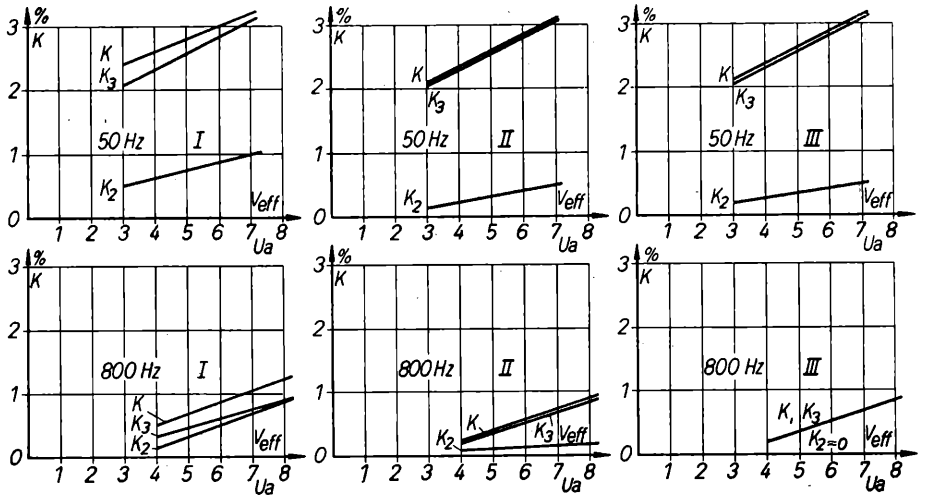


Abb. 10. Klirrfaktor K_2; K_3 und $K = \sqrt{K_2^2 + K_3^2}$ für 810 km Leitungslänge bei
I. adergerechter Durchschaltung, II. Umpolung in den 75-km-Ämtern am Eingang und Ausgang des Verstärkers,
III. Umpolung in den 75-km-Ämtern nur am Ausgang des Verstärkers

Nach Gl. (5 c) ist

$$K_{max} = \frac{k}{\sin\frac{\varphi}{2}}.$$

Durch Umpolung wird

$$K'_{max} = \frac{k}{\sin\frac{\varphi + 180^0}{2}},$$

d. h. $K'_{max} < K_{max}$ für alle Winkel $\frac{\varphi}{2} < 45^0$.

Wo man die Leitung umpolt, ist für die Wirkung der Kompensation grundsätzlich gleichgültig; man muß nur in gleichen Abständen umpolen und so oft, daß die Winkel $\frac{\varphi}{2}$ möglichst im gesamten Frequenzbereich $< 45^0$ sind, weil sonst für einzelne Frequenzen eine Verschlechterung eintreten würde. Die Messung hat diese Überlegungen bestätigt. Die gemessenen Klirrfaktorwerte bei Adervertauschung nach je 35 bzw. 70 km zeigen keine wesentlichen Unterschiede, jedoch in beiden Fällen eine erhebliche Verminderung des quadratischen Klirrfaktors gegenüber adergerechter Schaltung (Abb. 10).

Den Verlauf des Klirrfaktors, in Abhängigkeit von der Frequenz bei verschiedenen Leitungslängen und bei 6,2 V_{eff} Sendespannung zeigt Abb. 11. Die Maxima und

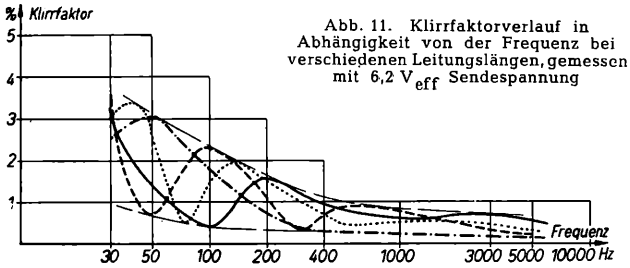


Abb. 11. Klirrfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz bei verschiedenen Leitungslängen, gemessen mit 6,2 V_{eff} Sendespannung

1. — · — · — Leitungslänge 246 km (8 Verstärkerfelder)
2. — — — — — Leitungslänge 536 km (16 Verstärkerfelder)
3. - - - - - - - - Leitungslänge 810 km (24 Verstärkerfelder)
4. ———— Leitungslänge 1072 km (32 Verstärkerfelder)
Umpolung in den „75-km"-Ämtern in abgehender Richtung

Minima sind besonders bei tiefen Frequenzen gut zu erkennen. Die Meß- und Rechenwerte stimmen gut überein. Die für die Berechnung zugrunde gelegten Winkel weichen von den bei der Laufzeitmessung ermittelten Winkeln um höchstens 5 % ab. Eine größere Genauigkeit ist auch für die Winkelbestimmung bei der verwendeten Meßmethode nicht zu erwarten. Für die Rechnung wurde der Einfachheit halber angenommen, daß alle Verstärkerfelder gleich lang sind. In einzelnen Ämtern vorhandene Zusatzverstärker wurden dabei nicht berücksichtigt. Bei der Rechnung zeigt sich, daß vor allem im Bereich der Maxima und Minima bereits durch die Meßgenauigkeit bedingte Winkelabweichungen den errechneten Klirrfaktor um mehr als einen Faktor 3 verändern können.

Daraus ergibt sich, daß eine exakte Klirrfaktorvorausberechnung für längere Strecken besonders im unteren Teil des Übertragungsbereiches größere Anforderungen an die Genauigkeit der Winkelbestimmung stellt, als sie in der Praxis verwirklicht werden können.

In Abb. 12 ist das Verhältnis der gemessenen Klirrleistung (Mittelwert aus den Ergebnissen für die vier Strecken in Abb. 11) zur Summe der Klirrleistungen der Einzelverstärker in Abb. 13 als Funktion der Frequenz aufgetragen. Über den gesamten Frequenzbereich gesehen, heben sich die positiven und negativen Abweichungen etwa auf, so daß für die Versuchsstrecke das für Planungen meist zugrunde gelegte Additionsgesetz, Addition der Klirrleistungen ($K = \sqrt{n \cdot k}$), im Mittel etwa zutrifft [16].

Bei Abhörversuchen machte sich das bei etwa 200 Hz auf der Versuchsstrecke vorhandene „selektive" Klirrfaktor-Maximum selbst nach mehrfacher Iteration [12, 13] nicht bemerkbar. Da die Kombinationstöne

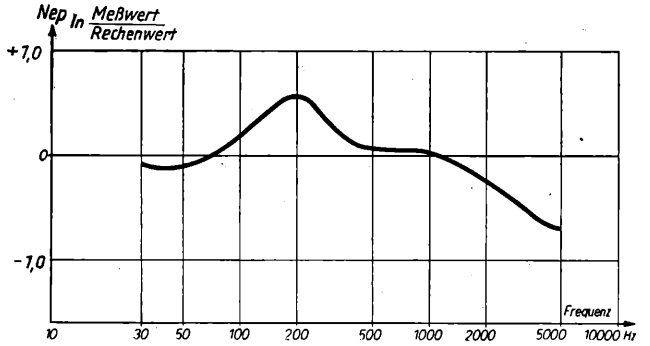


Abb. 12. Mittlere Abweichung des Meßwertes vom Rechenwert $\sqrt{n \cdot k}$ für den Klirrfaktor der Rf-Versuchsleitung bei 6,2 V Sendespannung (in den 75-km-Ämtern am Verstärkerausgang umgepolt)

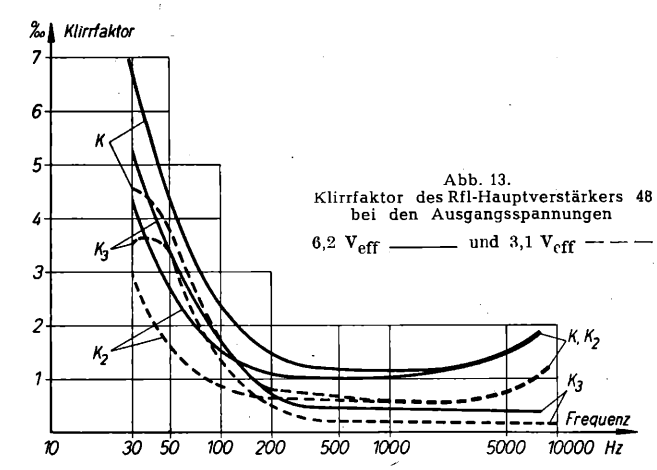


Abb. 13.
Klirrfaktor des Rfl-Hauptverstärkers 48 bei den Ausgangsspannungen
6,2 V_{eff} ——— und 3,1 V_{eff} – – –

meist mehr stören als die Harmonischen, ist anzunehmen, daß ein selektives Klirrfaktormaximum dann nicht stört, wenn der Verzerrungsfaktor in dem betreffenden Frequenzgebiet kein (wesentliches) Maximum aufweist. Dies traf auf der Versuchsstrecke zu. Da die Winkelbeziehungen zu den Grundtönen für die Oberwellen und die Kombinationstöne und zwischen den Oberwellen und Kombinationstönen verschieden sind, ist die Wahrscheinlichkeit, daß einem durch die vektorielle Addition bedingten Klirrfaktor-Maximum auch ein Maximum des Verzerrungsfaktors entspricht, sehr gering.

Aus der Lautsprechertechnik ist bekannt, daß selbst bei hochwertigen Lautsprechern selektive Klirrfaktoren von bis zu 10 % auftreten, die jedoch die Wiedergabequalität nach den bisherigen Beobachtungsergebnissen nicht beeinträchtigen. Daraus kann man ebenfalls schließen, daß die auf der Versuchsleitung bei erhöhtem Pegel gemessenen selektiven Klirrfaktor-Maxima unbedenklich sind.

Nach dem Meßergebnis ändert sich die Frequenzlage der Maxima und Minima des Klirrfaktors etwa proportional der Streckenlänge bzw. der Anzahl der Verstärkerfelder. Es ist also $n = c\omega$, und nach Gl. (5 a) $(n + 1)\frac{\varphi}{2} = C$, wobei C und c Konstante sind.

Hieraus ergibt sich für $\varphi = f(\omega)$

$$\varphi = \frac{2C}{1 + c\omega}. \qquad (8)$$

Bei den auf der Versuchsstrecke gegebenen Verhältnissen ist diese Bedingung im Frequenzbereich von 50 bis 200 Hz annähernd erfüllt.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß der Klirrfaktor auf einer Leitungsverbindung außer von den k-Werten der Einzelverstärker noch von der Anzahl der Verstärkerfelder n, also von der Leitungslänge, und von der Phasenverschiebung φ nach Ausdruck (4) zwischen der Grundfrequenz und der betrachteten Harmonischen und damit von der Frequenzlage der Grundwelle abhängt. In den meisten Fällen muß mit einer Welligkeit des Klirrfaktorverlaufes gerechnet werden.

Bei der Festlegung der Pflichtenwerte für den Einzelverstärker sollte man nach dem oben Gesagten die möglichen Extremwerte unberücksichtigt lassen und von der Addition der Klirrleistung ausgehen, wird jedoch zweckmäßig noch einen Sicherheitszuschlag von etwa 0,7 N ansetzen (Abb. 12).

Den für die ganze Leitungsschleife Hamburg—Frankfurt a. M.—Hamburg (1072 km) gemessenen Klirrfaktor bei der im Betrieb gegenwärtig tatsächlich verwendeten „größten Nutzspannung" (= 100 % Aussteuerung) zeigt Abb. 14. Die Welligkeit der Klirrfaktorkurve ist auch hier erkennbar, jedoch weniger ausgeprägt. Die Werte selbst liegen gut innerhalb der seinerzeit im CCIF für die sogenannten „hochwertigen" Rundfunkleitungen diskutierten Angaben.

Im CCIF-Gelbbuch ist für die „normalen" Rf-Leitungen ein Gesamtklirrfaktor K nach Gl. (1) von 10 % (anzustreben 4 %) bei der „größten Nutzspannung" [3, 9] zugelassen. Für die „hochwertigen" Rf-Leitungen wurden in Montreux (1946) folgende Werte angegeben:

0,05 ... 0,1 kHz und 7,5 ... 15 kHz: $K \leqq 3$ %,
0,1 ... 7,5 kHz : $K \leqq 1$ %.

Bei den für die Rundfunk-Weitverbindungen vorgesehenen Rundfunkleitungen in den neuen Tf-Fern-

kabeln wird statt des auf der Versuchsleitung benutzten Rfl-Verstärkers 48 der neu entwickelte Verstärker 50 verwendet. Die nichtlinearen Verzerrungen dieser Verstärker sind teilweise erheblich geringer als

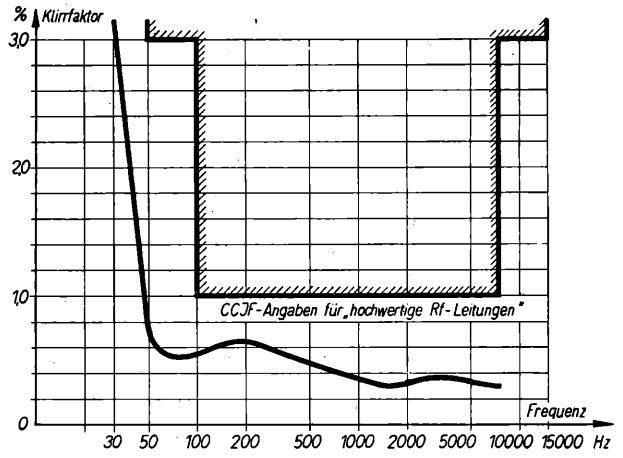


Abb. 14. Klirrfaktor der Rf-Versuchsleitung bei 3,1 V (in den 75-km-Ämtern am Ausgang der Verstärker umgepolt)

beim Verstärker 48 [9], so daß die Klirrfaktoren auf diesen Leitungen zumindest bei den Tiefen noch wesentlich unter den in Abb. 14 angegebenen liegen werden. Bei den Leitungen mit diesen Verstärkern dürften dann auch die durch die Addition bedingten selektiven Maxima von K weniger ausgeprägt sein.

c) Ergebnis der Verzerrungsfaktormessung. Zwischen dem Verzerrungsfaktor v und dem Klirrfaktor k besteht die Beziehung

$$v_2 = \frac{1}{2} k_2 \qquad (9)$$

und

$$v_3 = \frac{3}{4} k_3, \qquad (10)$$

wenn die Amplitude der beiden bei der Verzerrungsmessung verwendeten Grundtöne gleich der halben Amplitude des Grundtones bei der Klirrfaktormessung ist.

Auf einer längeren Verbindung sind diese Verhältnisse nicht gegeben, da viele nichtlineare Generatoren in Kette geschaltet sind, zwischen denen Phasenverzerrungen auftreten. Die Winkelbeziehungen zwischen den Verzerrungsprodukten und den Grundtönen, die für die Addition auf der Leitung maßgebend sind, sind beim Klirrfaktor und Verzerrungsfaktor verschieden.

In Abb. 15 sind die Grundtöne und die bei der Klirrfaktor- und Verzerrungsmessung betrachteten Klirrprodukte sowie das Winkelmaß der ganzen Leitung eingezeichnet. Man sieht, daß z. B. bei der Messung von

$$v_2 = \frac{U_{(f_2 - f_1)}}{U_{f_1} + U_{f_2}}$$

sich bei konstantem Frequenzabstand zwischen den Grundtönen nur das Winkelmaß der Grundtöne mit der Frequenz ändert, während die Frequenz $(f_2 - f_1)$ und damit ihr Winkelmaß feststeht. Bei der Klirrfaktormessung hingegen ist sowohl das Winkelmaß der Grundwelle als auch das der Oberwelle von der Frequenz abhängig. Werden bei der Messung der kubischen Verzerrung

$$v_3 = \frac{U_{(2f_2 - f_1)} + U_{(2f_1 - f_2)}}{U_{f_1} + U_{f_2}}$$

Grundfrequenzen mit sehr geringem Frequenzabstand verwendet, so liegen die Verzerrungsprodukte dicht bei den Grundtönen. Ihr Winkelmaß ändert sich ähnlich wie das der Grundtöne mit der Frequenz.

In der Tabelle 1 sind die für die Addition maßgebenden Winkel φ für die Klirrfaktoren k_2 und k_3 und die Ver-

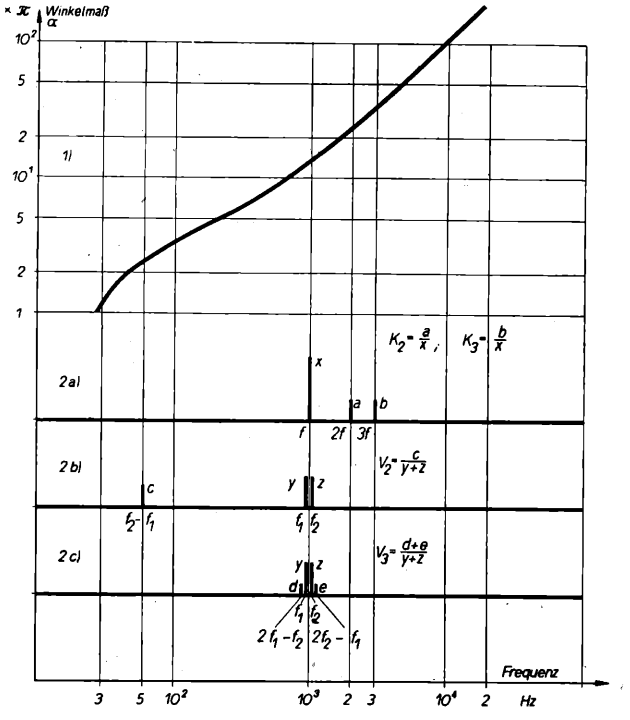


Abb. 15. Frequenzlage und Winkelbeziehungen der Grundtöne und Verzerrungsprodukte
1. Winkelmaß der Rfl-Versuchsleitung (1072 km)
2. Frequenzlage der Grundtöne und Verzerrungsprodukte
a) Klirrfaktor K_2; K_3
b) Verzerrungsfaktor v_2
c) Verzerrungsfaktor v_3

Tabelle 1. Winkelbeziehungen für die Addition der Klirrprodukte

Lfd. Nr.		k_2	k_3	v_2	v_3
1	Additionswinkel φ	$\varphi = \varphi_{2\omega} - 2\varphi_{\omega}$	$\varphi = \varphi_{3\omega} - 3\varphi_{\omega}$	$\varphi = \varphi_{\omega_2} - \varphi_{\omega_1} - \varphi_{(\omega_2 - \omega_1)}$	$\varphi_1 = 2\varphi_{\omega_1} - \varphi_{\omega_2} - \varphi_{(2\omega_1 - \omega_2)}$ $\varphi_2 = 2\varphi_{\omega_2} - \varphi_{\omega_1} - \varphi_{(2\omega_2 - \omega_1)}$
2	Bei konstanter Phasenlaufzeit $\varphi_{\omega} = t\omega$	$\varphi = 0$	$\varphi = 0$	$\varphi = 0$	$\varphi_1 = \varphi_2 = 0$
3	Bei konstanter Gruppenlaufzeit $\varphi_{\omega} = \varphi_0 + t_g\omega$	$\varphi = \varphi_0$	$\varphi = 2\varphi_0$	$\varphi = \varphi_0$	$\varphi = 0$ *)

*) Ergeben sich durch die Wahl der Grundfrequenzen rechnerisch negative Differenzfrequenzen, gilt $\varphi = 2\varphi_0$.

Tabelle 2. Messung der Differenztöne 2. und 3. Ordnung bei einer Leitungslänge von 810 km. Sendespannung: $U_{f_1} + U_{f_2} = 2\,U_{f_1} = 6{,}2\,V_{eff}$

Art der Durchschaltung	$v'_2 = \frac{U_{(f_1 - f_2)}}{U_{f_1} + U_{f_2}} \cdot 100\ \%$		$v'_3 = \frac{U_{(f_1 - 2f_2)}}{U_{f_1} + U_{f_2}} \cdot 100\ \%$	
	$f_1 = 15$ kHz, $f_2 = 14{,}2$ kHz	$f_1 = 10$ kHz, $f_2 = 9{,}2$ kHz	$f_1 = 15$ kHz, $f_3 = 7{,}1$ kHz	$f_1 = 10$ kHz, $f_2 = 4{,}6$ kHz
1	2	3	4	5
Adergerechte Durchschaltung	1,65	0,68	0,17	0,14
In jedem 75 km-Amt am Verstärker-Ein- und Ausgang umgepolt	0,48	0,21	0,14	0,12
In jedem 75 km-Amt nur am Verstärker-Ausgang umgepolt	0,22	0,17	0,15	0,12

zerrungsfaktoren v_2 und v_3 gegenübergestellt. Unter 1. sind die allgemeingeltenden Beziehungen, unter 2. die Beziehungen für konstante Phasenlaufzeit t angegeben. Konstante Phasenlaufzeit kommt bei Leitungen praktisch nicht vor. Konstante Gruppenlaufzeit t_g tritt bei den bisherigen Rundfunkleitungen (12 mH) nur in einem begrenzten mittleren Bereich, bei unbespulten Leitungen dagegen etwa für alle Frequenzen > 800 Hz auf. Aus der Tabelle ergibt sich, daß für den Sonderfall konstanter Gruppenlaufzeit k_2 und v_2 sich gleichartig, und zwar abhängig vom Anfangswinkel φ_0, addieren. Auch die Addition von k_3 ist von φ_0 abhängig, während sich v_3 unabhängig von φ_0 spannungsmäßig addiert *) [16, 17].

Im Bereich nicht konstanter Gruppenlaufzeit ergeben sich infolge der vorher erwähnten Unterschiede in der Frequenzlage der Verzerrungsprodukte zu den Grundtönen weitere Unterschiede des Additionsgesetzes.

Für v_3 muß infolge des durch das Meßverfahren bedingten schmalen Frequenzbandes, in dem Grundtöne und Verzerrungsprodukte liegen, bis zu tiefen Frequenzen (etwa 100 Hz) mit konstanter Gruppenlaufzeit und daher linearer Addition gerechnet werden.

Abb. 16 zeigt das Ergebnis der Verzerrungsmessung mit dem Verzerrungsmeßplatz für die ganze Schleife Hamburg—Frankfurt a. Main—Hamburg bei erhöhter Aussteuerung mit 6,2 V_{eff}.

Ein unmittelbarer, zahlenmäßiger Vergleich zwischen den Ergebnissen der Klirrfaktor- und Verzerrungsmessung ist nach dem oben Gesagten nicht möglich. Die auf der Versuchsleitung vorhandenen Verzerrungen liegen außerdem meist in der gleichen Größenordnung wie die Eigenverzerrungen des Verzerrungsmeßplatzes; die gemessenen Verzerrungen sind deshalb zum Teil unsicher. Deutlich ist jedoch zu erkennen, daß die Verzerrungsfaktoren gleichmäßiger als der Klirrfaktor verlaufen und nur flache Maxima und Minima aufweisen, und daß der Umpoleffekt bei v_2 beachtlich ist.

Der Verzerrungsmeßplatz berücksichtigt von den entstehenden Verzerrungsprodukten nur die Differenztöne der Form $f_2 - f_1$ und $2f_1 - f_2$ bzw. $2f_2 - f_1$. Daher wurden bei den Messungen mit festen Frequenzen (vgl. unter a) ebenfalls diese Kombinationstöne gemessen.

Die Frequenzen wurden so gewählt, daß ein vorhandenes steiles 800-Hz-Bandfilter benutzt werden konnte. Dabei wurde für den einen Grundton jeweils die obere Eckfrequenz für „normale" (10 kHz) bzw. „hochwertige"

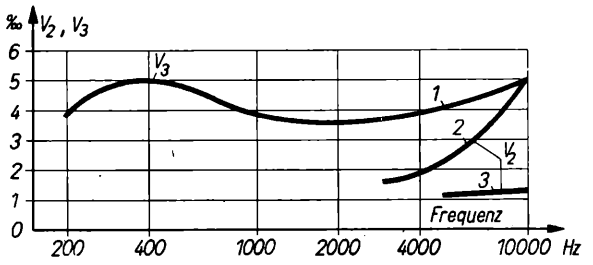


Abb. 16. Verzerrungsfaktoren der 1072 km langen Leitung, gemessen mit dem Verzerrungsmeßplatz von S. & H. bei 6,2 V_{eff}

1. Kubische Verzerrung $v_3 = \frac{U_{(2f_1 - f_2)} + U_{(2f_2 - f_1)}}{U_{f_1} + U_{f_2}}$

2. Quadratische Verzerrung $v_2 = \frac{U_{(f_2 - f_1)}}{U_{f_1} + U_{f_2}}$

3. Quadratische Verzerrung v_2 bei Umpolung am Verstärkerausgang in den 75-km-Ämtern

(15 kHz) Rf-Leitungen gewählt. Die zweite Frequenz ergibt sich dann aus dem 800-Hz-Filter.

Das Ergebnis dieser Messungen für eine Leitungslänge von 810 km ist in der Tabelle 2 zusammengestellt.

Man erkennt auch bei dieser Messung den günstigen Einfluß der Umpolungen auf die quadratische Verzerrung, während die kubische nicht beeinflußt wird. Aus den Meßwerten bei $f_1 = 15$ kHz bzw. 10 kHz geht hervor, daß die nichtlinearen Verzerrungen nach hohen Frequenzen hin nicht unzulässig ansteigen, obwohl bei erhöhter Aussteuerung (6,2 V_{eff}) gemessen wurde.

III. Störgeräusche

1. Nebensprechen

Von den Ergebnissen der zahlreichen auf der Rf-Versuchsstrecke durchgeführten Nebensprechmessungen interessiert hier besonders die Messung des Nahnebensprechens b_n an der in Frankfurt bzw. Hamburg aufgetrennten, sonst aber betriebsmäßig durchgeschalteten Leitungsschleife. Die CCIF-Werte *) gelten für die Messung „mit Sprache", deren Schwerpunktfrequenz bei 1 kHz liegt. Bei dieser Frequenz wurde der CCIF-Wert für „hochwertige" Rf-Leitungen $b_n \geqq 9$ N erheblich überschritten. Er wird auch noch bis zu etwa 4 kHz eingehalten, sinkt jedoch nach hohen Frequenzen hin relativ schnell ab, um schließlich bei 10 bzw. 15 kHz Werte von etwa 7,5 bzw. 7 N zu erreichen. Aus dem frequenzabhängigen Verlauf der Meßwerte ist zu ersehen, daß hauptsächlich die Verstärkerpunkte zum Nebensprechgeräusch beitragen.

Dies ist auf den bereits unter B, I erwähnten, zum Teil nur behelfsmäßigen Aufbau zurückzuführen. (Bei ordnungsmäßig aufgebauten Rf-Verstärkerämtern der

*) Man erhält φ_0, wenn man die φ-Kurve (Winkelmaß) im Bereich konstanter Gruppenlaufzeit nach $f = 0$ extrapoliert.

*) „Normale" Rf-Leitungen: b_g, $b_n \geqq 8{,}5$ N,
„hochwertige Rf- „ : b_g, $b_n \geqq 9{,}0$ N.

Bauart 48 [Frankfurt a. Main, Hannover und Hamburg] ist die Nebensprechdämpfung für ein Amt bis 15 kHz > 12 N.)

Wegen des abweichenden Kabelaufbaues und der unterschiedlichen Betriebsweise kann jedoch aus den auf der Rf-Versuchsstrecke gewonnenen Ergebnissen nicht unmittelbar auf die Nebensprechverhältnisse in den neuen TF-Fernkabeln geschlossen werden.

2. Fremd- und Geräuschspannung

Abb. 17 zeigt den Verlauf der Fremdspannung (unbewertet) und der Geräuschspannung (bewertet mit CCIF-Störgewichtskurve für Rundfunkleitungen von 1934) in Abhängigkeit von der Tageszeit für einen

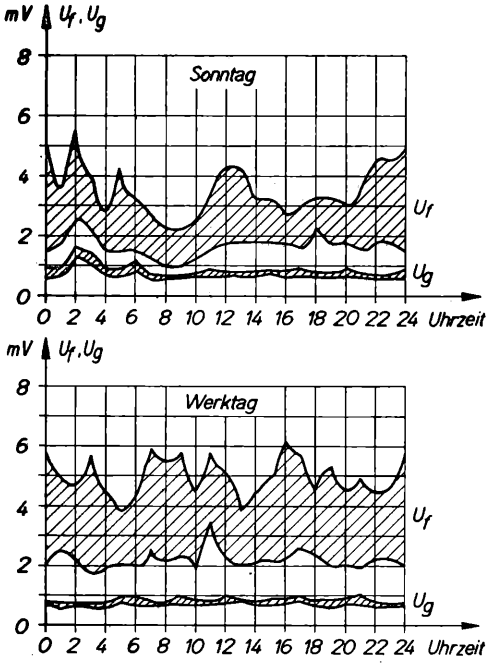


Abb. 17. Fremd- und Geräuschspannung auf der Versuchsstrecke im Verlauf eines Tages (gemessen in Frankfurt)

U_f = Schwankungsbereich der Fremdspannung
U_g = Schwankungsbereich der Geräuschspannung

Sonntag und einen Werktag. Für die Messungen wurde der bei der DBP eingeführte Geräuschspannungsmesser von S. & H. verwendet [3, 18].

Der Unterschied zwischen den Meßergebnissen für den Werktag und den Sonntag bestätigt die Vermutung, daß die Beeinflussung durch Nachbarleitungen infolge Nebensprechens im oberen Teil des Übertragungsbereiches merklich zum Geräusch (Fremdspannung) auf der Versuchsleitung beiträgt. Da sich in den neuen Tf-Fernkabeln die Frequenzbereiche für Rundfunk und Fernsprechen nicht überlappen [16, 19], geben die auf der Versuchsleitung gemessenen Fremd- und Geräuschspannungen keinen Aufschluß über die dort zu erwartenden Werte.

Zur Untersuchung des Einflusses von federnden Röhrenfassungen in der ersten Verstärkerstufe wurden die Fremd- und Geräuschspannungen auf der Leitung sowohl mit federnder Röhrenfassung als auch ohne diese gemessen. Um Mittelwerte zu erhalten, wurden ausgesuchte Röhrensätze mit verschiedener Klingneigung verwendet.

Durch die gefederte Röhrenfassung ergab sich eine von der Länge der Strecke unabhängige Verbesserung der Geräuschspannung um etwa 0,7 N (Abb. 18). Die Einwirkung der gefederten Fassung auf die Fremdspannung ist dagegen von der Leitungslänge abhängig. Für kurze Strecken ist eine Verbesserung zu erkennen, die jedoch mit wachsender Verstärkerzahl kleiner wird, um schließlich sogar ins Gegenteil überzugehen. In diesem Fall überwiegt dann eine sehr tiefe Frequenz. Es handelt sich dabei um die Auswirkung der mechanischen Resonanz der benutzten gefederten Röhrenfassung. Diese Resonanz liegt etwa bei 30 Hz. Infolge ihres flachen Verlaufs hebt sie aus dem Störspektrum auch noch solche Frequenzen hervor, die im Gebiet der

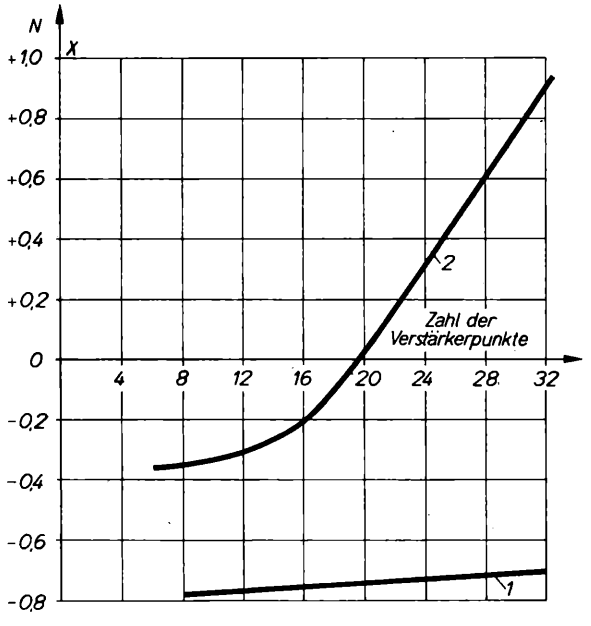


Abb. 18. Einfluß von gefederten Röhrenfassungen in der 1. Verstärkerstufe auf die Fremd- und Geräuschspannung der Versuchsleitung

$$x = \ln \frac{\text{Störspannung bei gefederter Röhrenfassung}}{\text{Störspannung bei ungefederter Röhrenfassung}}$$

1. Geräuschspannung U_g
2. Fremdspannung U_f

Überverstärkung des Verstärkers etwa unterhalb 20 Hz liegen. In diesem Frequenzgebiet ist nämlich, wie bereits aus der Darstellung der Amplitudenabhängigkeit hervorgeht, bei kleinen Spannungen die Restdämpfung eines Verstärkerfeldes negativ. Mit wachsender Verstärkerzahl werden daher solche tiefen Störfrequenzen stärker hervorgehoben. Die Fremdspannung U_f, deren Spitzen bei 30 mV lagen, ging nach Einschaltung eines Hochpasses mit ungefähr 30 Hz Grenzfrequenz am Leitungsende auf 3 bis 4 mV zurück. Die Geräuschspannung wurde durch die Frequenzbandbeschneidung für < 30 Hz kaum beeinflußt, die Mittelwerte für U_g lagen bei 1 mV, beeinflussen also die Wiedergabequalität nicht.

Aus Abb. 18 ist zu ersehen, daß es genügt, wenn man nach etwa 15 Verstärkerfeldern, d. h. alle 500 km, einen Hochpaß (mit $f_0 \approx 25 \ldots 30$ Hz) in die Rundfunkleitung einschaltet, um auf die Vorteile der gefederten Röhrenfassung nicht verzichten zu müssen. Dies reicht auch

für die unter C, I, 1 erwähnten akustischen und mechanischen Beeinflussungen aus, die ja ähnliche Ursachen haben. Trotz der nach C, III, 1 bei den Höhen nicht ganz ausreichenden Nebensprechdämpfung werden doch die Grenzen für die Fremd- bzw. Geräuschspannung nicht überschritten *).

Nach Einschaltung des oben erwähnten Hochpasses wird sogar der vom CCIF seinerzeit für die „hochwertigen" Rf-Leitungen angegebene Fremdspannungswert etwa eingehalten.

D. Schlußfolgerungen

Auf der Rf-Versuchsleitung wurden Übertragungsversuche mit Musik und Sprache und ausgewählten musikalischen Testmotiven von einem elektronischen Musikinstrument (Melochord) vorgenommen. Hierbei wurde von keinem der Beobachter ein Unterschied im Klangcharakter zwischen Anfang und Ende der Leitung festgestellt, wie dies bei früheren Versuchen stets der Fall war [14]. Erst nach drei- bis fünfmaliger Iteration (entsprechend 3000 bis 5000 km Leitungslänge) [12] begann sich bei kritischen Motiven eine Qualitätsminderung bemerkbar zu machen, wobei noch zu beachten ist, daß das Versuchsergebnis hierbei durch gewisse zusätzliche lineare und nichtlineare Verzerrungen beeinflußt wurde, die durch das Iterationsverfahren und durch die für diese Versuche notwendigen zusätzlichen Verstärker (Magnetofon) hervorgerufen wurden. Bei weniger kritischen Testmotiven war erst nach fünf- bis siebenmaliger Iteration (5000 bis 7000 km Leitungslänge) eine Qualitätsminderung erkennbar. Da diese Übertragungsversuche zum größten Teil gemeinsam mit den westdeutschen Rf-Anstalten vorgenommen wurden, wird über das Ergebnis im einzelnen in [13] berichtet. Hier sei nur bemerkt, daß auch bei hohen Ansprüchen eine Erweiterung des Frequenzbandes über 12 kHz hinaus unerheblich ist.

Zum Schluß sei noch den an der Einrichtung der Versuchsleitung beteiligten Herren Albrecht, Harnischfeger, Koch und Westerhaus von den Oberpostdirektionen Braunschweig, Frankfurt a. Main, Hamburg und Hannover für ihre Mitarbeit gedankt. Es ist weiter noch Herrn W. Bleek von der Rf-Übertragungsstelle Hamburg zu danken, der in oft selbstloser Weise einen wesentlichen Teil der zeitraubenden Meßarbeiten durchgeführt hat.

*) Bei der gegenwärtigen „größten Nutzspannung" von 3,1 V_{eff} sind lt. CCIF für „normale Rf-Leitungen" zugelassen: Fremdspannung $U_f \leqq 44$ mV, Geräuschspannung $U_g \leqq 4{,}4$ mV (gemessen mit Störgewichtskurve von 1949). Für die „hochwertigen" Rf-Leitungen ist nur für U_f ein Grenzwert angegeben: Am rel. Pegel 0 soll $U_f \leqq -6{,}0$ N (an 600 Ohm) sein; am rel. Pegel + 0,7 (600 Ohm) sind demnach $-5{,}3$ N zulässig, d. h. $U_f \leqq 3{,}82$ mV. Diesen Werten liegt eine Dynamik von 5,75 N (50 dB) zugrunde.

Schrifttumsverzeichnis

[1] E. A. Pavel, CCIF-Empfehlungen für neue Rundfunkleitungen hoher Güte. FTZ 3 (1949), S. 65—68.
[2] E. A. Pavel, H. v. Schau und W. Schwenn, Das Rundfunkleitungs-Verstärkergestell 48 der Deutschen Bundespost. FTZ 10 (1951), S. 452—457.
[3] E. A. Pavel, Moderne Rundfunkleitungen nach den CCIF-Empfehlungen. FTZ 4 (1951), S. 150—157.
[4] H. Griem und W. Zerbel, Planung eines neuen deutschen Trägerfrequenz-Fernkabelnetzes für den Weitverkehr. FTZ 3 (1950), S. 73—81.
[5] H. Düll, Die Technik der deutschen Trägerfrequenz-Kabel. Der Fernmeldeingenieur 1 (1952).
[6] L. Fenyö, Die Entzerrung der Rundfunkleitungen. TFT 11 (1933), S. 275—277.
[7] E. A. Pavel, Die Technik der Rundfunkübertragungen. Der Fernmeldeingenieur 3 (1951).
[8] K. Steinbuch, Anpassung und Laufzeitverzerrung bei der Übertragung von Rundfunk-Programmsendungen über die Phantomkreise unbespulter Kabel. FTZ 10 (1950), S. 371—376.
[9] E. A. Pavel, Die Verstärkereinrichtungen und die elektrischen Eigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. Der Fernmeldeingenieur 8 (1952).
[10] A. Darré, Die Ausgleichsvorgänge bei der Schallübertragung. Frequenz 3 (1952), S. 65—71.
[11 a] J. Müller, Die Bestimmung des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 5 (1951), S. 211—220.
[11 b] E. Belger und H. Rindfleisch, Über ein Verfahren zur Laufzeitmessung an Rundfunkleitungen. Techn. Hausmitteilung NWDR 7/8 (1951), S. 124—126 und 9 (1951), S. 145.
[12 a] W. Meyer-Eppler, Untersuchungen an Übertragungssystemen durch wiederholte und rückläufige Überspielung. FTZ 11 (1951), S. 507—512.
[12 b] —, Die Messung und Hörbarmachung sehr kleiner Dämpfungs- und Phasenverzerrungen. Techn. Hausmitteilung NWDR 5 (1951), S. 77—80.
[12 c] K. E. Gondesen, Ein Iterationsgerät zur verstärkten Wiedergabe von Verzerrungen. Techn. Hausmitteilung NWDR 5 (1951), S. 83—84.
[13] E. A. Pavel und H. Rindfleisch, Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschneidungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen. Erscheint demnächst in der FTZ.
[14] H. Ribbeck und F. Strecker, Die elektrischen Übertragungseigenschaften des deutschen Rundfunkleitungsnetzes. EFD 46 (1939), S. 108—117.
[15] H. G. Thilo und H. Koschel, Die Wirkungsweise des Verzerrungsmeßplatzes für Rundfunkleitungen. Siemens-Zeitschrift (Juni 1938), Nr. 6, S. 273—279.
[16] F. Ring, Übertragungseigenschaften der V 60-Trägerfrequenzgeräte. FTZ 3/4 (1952), S. 101—108 und 179—185.
[17] R. A. Brockband und C. A. Wass, Nonlinear Distortion in Transmission Systems. I. I. E. E. 92 (1945), Teil 3, S. 45—56.
[18] E. A. Pavel und Hk. Liersch, Neue Kontroll- und Meßeinrichtungen für die Rundfunk-Verstärkerämter der Deutschen Bundespost. FTZ 11 (1951), S. 513—518.
[19] W. Zerbel, Das deutsche Trägerfrequenzsystem V 60. FTZ 5/6 (1951), S. 193—201 und 268—274.

(Eingeg.: 23. Juni 1952)

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Richtfunkverbindungen auf Ultrakurzwellen für den Fernseh-Programmaustausch mit Berlin

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost

Von **Werner Scholz**, Darmstadt

Mit 14 Abbildungen

DK 621.397.743

In letzter Zeit haben die Richtfunkverbindungen auf Ultrakurzwellen immer mehr Anwendung im trägerfrequenten Fernsprech-Weitverkehr insbesondere dort gefunden, wo die geographischen Verhältnisse es erfordern oder anbieten.
Der folgende Aufsatz zeigt, daß auch Fernseh-Programme weit über die geometrische Sichtgrenze hinaus mit UKW-Richtfunkgeräten übertragen werden können.

Für den Wiederbeginn des Fernseh-Rundfunks in Deutschland bereitet die Bundespost eine „Sammelschiene" vor, die es den verschiedenen Rundfunkgesellschaften ermöglicht, von jedem Fernseh-Studio aus ein einheitliches Fernseh-Programm über alle deutschen Fernseh-Sender zu verbreiten. Diese Sammelschiene beginnt nach den vorläufigen Plänen in Berlin und führt über Hamburg—Hannover—Köln—Frankfurt—Stuttgart nach München—Nürnberg. Der erste Abschnitt von Berlin nach Hamburg wurde am 10. September 1952 dem Versuchsbetrieb übergeben. Während der übrige Teil zwischen Hamburg und München—Nürnberg mit Dezimeter-Richtfunkgeräten oder Fernseh-Kabeln ausgestattet wird, mußte der Anschluß nach Berlin vorläufig mit Ultrakurzwellen hergestellt werden.

1. Streckenführung

Ultrakurzwellen-Richtverbindungen müssen — und sollten bei Mangel an Frequenzband auch immer nur — auf solchen Strecken verwendet werden, auf denen aus geografischen oder anderen zwingenden Gründen oder wegen Zeitmangels weder Kabel- noch Dezimeterverbindungen hergestellt werden können. Dies trifft gegenwärtig auf den Anschluß Berlins an die Fernseh-Sammelschiene zu, für den eine Strecke von mindestens 136 km ohne Relaisstellen überbrückt werden muß. Abb. 1 zeigt eine Übersicht über die Streckenführung der Fernseh-Sammelschiene mit dem UKW-Anschluß nach Berlin.

Richtfunkverbindungen auf Ultrakurzwellen unterscheiden sich von denen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich grundsätzlich dadurch, daß die gerade Verbindungslinie zwischen Sende- und Empfangsantenne das Zwischengelände schon streifen oder sogar schneiden kann. Die Sende- und Empfangsanlagen sind so bemessen, daß die betrieblich vorgeschriebenen Minimalwerte der Empfangsspannung trotz erheblicher und wechselnder troposphärischer Einflüsse nicht unterschritten werden. Da sich die Strecke Berlin—Höhbeck—Hamburg bereits für andere UKW-Verbindungen mit Berlin als günstigste erwiesen hatte und die Relaisfunkstelle Höhbeck bereits vorhanden war, fiel die Entscheidung nicht schwer, diese Strecke auch für die Übertragung von Fernseh-Modulation einzurichten. Abb. 2 zeigt die für Richtfunkverbindungen günstige geografische Lage dieser insgesamt 234 km langen Strecke, die vorwiegend in der Havel- und Elbeniederung ohne nennenswerte Bodenhindernisse verläuft. Die Relaisstelle Höhbeck liegt auf der Verbindungsgeraden zwischen Berlin und Hamburg, 136 km von Berlin entfernt auf dem linken Elbeufer.

2. Frequenzbereich

Die Frequenzbandaufteilung von Atlantic City sieht zwar mehrere Bänder für feste Dienste im UKW-

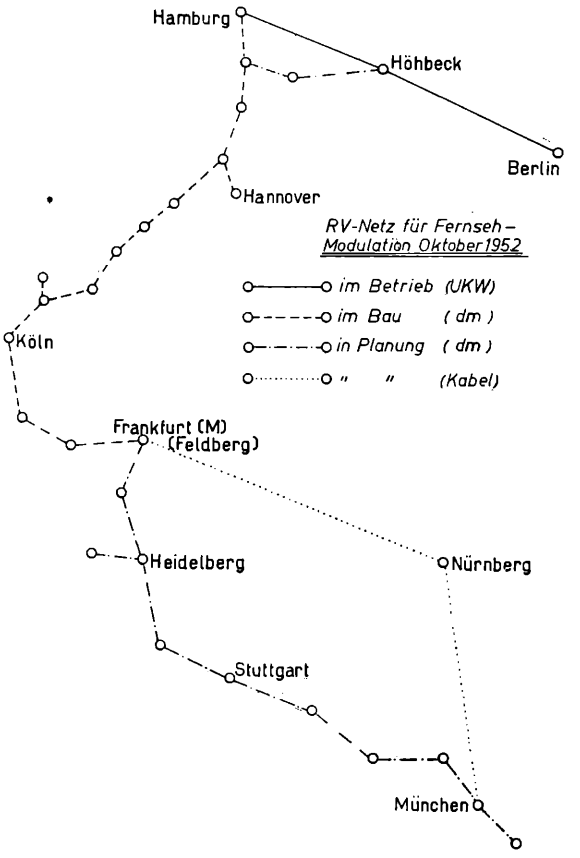


Abb. 1. Fernseh-„Sammelschiene" (Stand Oktober 1952)

Bereich vor, von denen jedoch nur das Band oberhalb 235 MHz für Fernseh-Übertragungen wegen ihrer breiten Modulationsbänder verfügbar ist. Da bei höheren Frequenzen das Fernseh-Modulationsband relativ schmäler ist, was für die Wellenausbreitung und für die Antennenkonstruktion nicht unerwünscht ist, und da die höheren Frequenzen ferner Sendeantennen mit höherem elektrischen Gewinn und Schwerpunkt ermöglichen, sind sie ohnehin den niederen Frequenzen des UKW-Bereichs vorzuziehen. Leider waren im Zeitpunkt der Planung Senderöhren größerer Leistung für Frequenzen um 250 MHz noch nicht erprobt, so daß zunächst noch Geräte aus der normalen Fernsehsenderentwicklung im Band 174 bis 216 MHz benutzt werden müssen. Dieses Band wird bis zum Inkrafttreten des Stockholmer UKW-Planes im Juli 1953 erst teilweise durch Fernseh-Rundfunksender belegt sein. Da die Verbindung Berlin—Höhbeck—Hamburg wahlweise nur in der einen oder andern Richtung betrieben zu werden braucht, sind für jeden Abschnitt nur eine, insgesamt also zwei Frequenzen erforderlich. Der Umbau der Geräte auf den Frequenzbereich 235 bis 250 MHz ist

bereits in Vorbereitung. Weit über 250 MHz hinauszugehen, verbietet die mit der Frequenz zunehmende Streckendämpfung.

Maximalwerte sich mitunter stundenlang halten können. Als Minimalwerte der Empfängereingangsspannung wurden 500 Mikrovolt noch für zulässig gehalten

Abb. 2. Geländebeschaffenheit zwischen Berlin und Hamburg

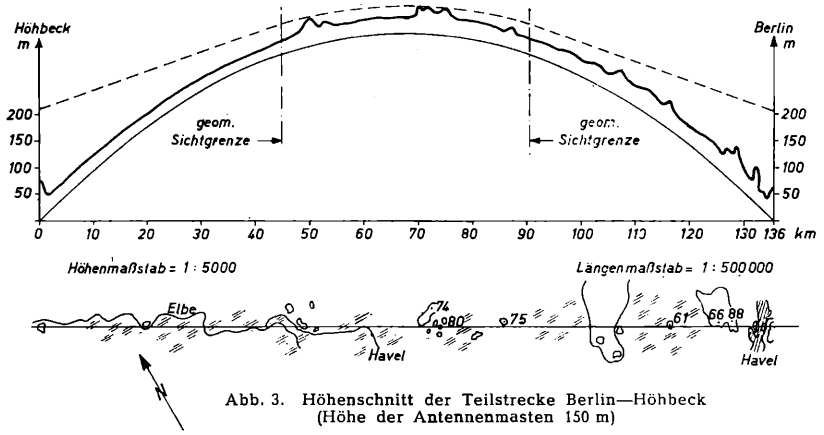


Abb. 3. Höhenschnitt der Teilstrecke Berlin—Höhbeck (Höhe der Antennenmasten 150 m)

3. Streckendämpfung, Antennenfläche und Senderleistung

Bei der Planung von Richtfunkverbindungen ist der wichtigste Teil die möglichst genaue Ermittlung der Streckendämpfung, weil von ihr die Bemessung der Sendeleistung und der Antennenanlage abhängen, die bei UKW-Richtverbindungen auf Entfernungen weit über die geometrische Sichtgrenze hinaus meist sehr kostspielig sind. Die Streckendämpfung ist dauernd zeitlichen Schwankungen unterworfen, die durch Zustandsänderungen der bodennahen Luftschichten bewirkt werden. Die extremen Maximal- und Minimalwerte liegen um so weiter auseinander, je weiter die Übertragungsstrecke über die geometrische Sichtgrenze hinausreicht. Um möglichst große Horizont-Entfernungen der Antennen zu erhalten, wurde in Höhbeck ein 150 m hoher Antennenmast errichtet; in Berlin-Nikolassee war ein solcher bereits für andere Zwecke vorhanden. Den Geländeschnitt zwischen diesen beiden Stationen zeigt Abb. 3. Erfahrungsgemäß — und man kann sagen glücklicherweise — treten die extremen Minimalwerte der Empfangsfeldstärke nur sekundenlang und auf der Strecke Berlin—Höhbeck nur einige Male innerhalb 24 Stunden auf, während die extremen

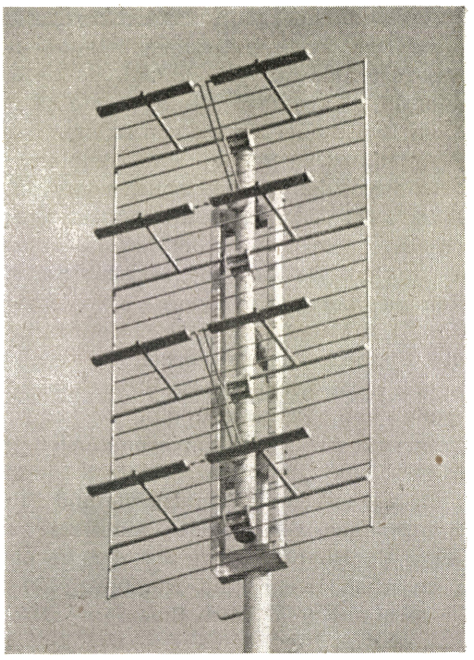


Abb. 4. Antennen-Einheitsfeld mit 8 Dipolen

und der Antennenplanung zugrunde gelegt. Dieser Wert entspricht bei den verwendeten Betriebsempfängern einem Störspannungsabstand von mehr als 34 db.

Die einseitig gerichteten Antennen wurden aus Einheitsfeldern zusammengesetzt, von denen ein jedes acht vor einem Flächenreflektor angebrachte Strahler enthält und einen Leistungsgewinn von etwa 16 aufweist. Abb. 4 *) zeigt ein solches Einheitsfeld für den Frequenzbereich von 174 bis 250 MHz. Um den extremen Maximalwert der Streckendämpfung auf dem Funkfeld Berlin—Höhbeck zu ermitteln, wurde mit sechs zu einer Richtantenne zusammengeschalteten Einheitsfeldern einige Wochen lang in Höhbeck mit Tintenschreibern die Empfangsspannung des Fernseh-Senders Berlin-Witzleben registriert, dessen Tonsender mit 250 W Leistung und der Frequenz 201,75 MHz zu diesem Zweck ununterbrochen eingeschaltet blieb. Der auf diese Weise ermittelte extreme Minimalwert der Empfangsspannung von 5 Mikrovolt ergibt umgerechnet auf je einen Einzeldipol auf der Sende- und Empfangsseite als maximale, nur sekundenlang auftretende Streckendämpfung rund 170 db, während der Mittelwert etwa 150 db beträgt. Die Registriermessungen konnten abgekürzt werden, weil ein gleichzeitig mitaufgenommener Registrierstreifen für die Frequenz 45,6 MHz auf Grund schon länger vorliegender Aufzeichnungen einen guten Überblick über die jeweiligen troposhärischen Verhältnisse auf der gleichen Übertragungsstrecke gab. Abb. 5 zeigt einen Ausschnitt aus einem später nach teilweisem Aufbau der Antennenanlage in Nikolassee aufgenommenen Registrierstreifen im Vergleich mit dem gleichzeitig aufgenommenen Streifen der Frequenz 45,6 MHz.

Da der in Berlin-Nikolassee bereits vorhandene Antennenmast nur noch 30 Einheitsfelder aufnehmen konnte, wurde der Einheitlichkeit halber die gleiche Zahl auch für Höhbeck gewählt. Jede der beiden Richtantennen gibt im unteren Teil ihres Übertragungsbereichs einen Leistungsgewinn von 480, so daß die maximale Streckendämpfung um rund 52 db von 170 auf 118 db ($= 1 : 8 \cdot 10^5$) vermindert wird. Um den obengenannten Mindestwert der Empfängereingangsspannung von 500 Mikrovolt zu gewährleisten, sind demnach $500 \cdot 10^{-6}\,V \cdot 8 \cdot 10^5 = 400$ Volt Senderausgangsspannung an 60 Ohm erforderlich, also eine Senderleistung von 2,7 kW. Der in Berlin-Nikolassee für Richtfunk zur Verfügung stehende 10-kW-Sender bietet demnach noch den Faktor 2 als Reserve für etwaige Meßungenauigkeiten bei der Ermittlung der Streckendämpfung. Nach Fertigstellung der Gesamtanlage konnten weitere Registriermessungen durchgeführt werden, welche die vorausermittelten Werte für die maximale und mittlere Streckendämpfung bis auf 2 db bestätigen. Aus den Empfängerdaten ergeben sich damit als Betriebswert für den Störspannungsabstand mindestens 44 db, gemessen von Spitze zu Spitze. Das CCI empfiehlt als Mindestwert 35 db. Als Empfängereingangsspannung werden tagsüber meist mehr als 5 mV gemessen, abends oft mehr als das Doppelte.

In einer weiteren Versuchsreihe wurde untersucht, ob die zeitlichen Schwankungen der Streckendämpfung infolge troposphärischer Vorgänge ausreichend gleichmäßig das ganze Fernseh-Modulationsband erfassen oder etwa in den Seitenbandfrequenzen so sehr andersartig als auf der Trägerfrequenz verlaufen, daß die Qualität des übertragenen Fernsehbildes darunter leiden könnte. Hierzu wurden über die Sendeantenne in Berlin-Nikolassee zwei diskrete Frequenzen 172,25 und 178,25 MHz ausgestrahlt und über die Empfangsantenne in Höhbeck von zwei Empfängern mit Tintenschreibern nebeneinander registriert. Ein Ausschnitt aus den Registrierstreifen ist in Abb. 6 dargestellt. Die jeweils zum gleichen Zeitpunkt auftretende Differenz der beiden Empfangsspannungen kann als unerheblich bezeichnet werden und macht sich erfahrungsgemäß während der Bildübertragung nicht bemerkbar. Zum Vergleich ist wieder ein gleichzeitig auf der gleichen Strecke aufgenommener Registrierstreifen der Frequenz 45,6 MHz mit abgebildet.

Im Gegensatz zu der eben behandelten Strecke Berlin—Höhbeck bot die 96 km lange Anschlußstrecke Höhbeck—Hamburg keine neuen Probleme, weil die Sende-

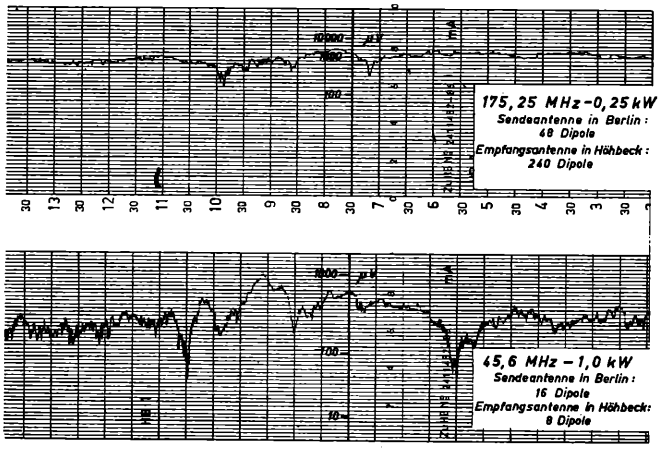


Abb. 5. Registrierstreifen für die Empfangsspannungen auf der UKW-RV Berlin—Höhbeck am 23. 4. 1952 in der Zeit von 2.00 bis 14.00 Uhr

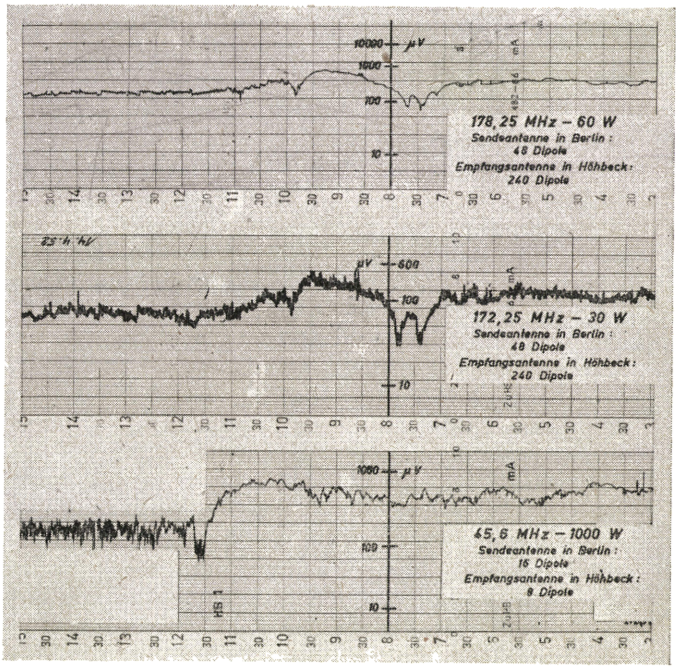


Abb. 6. Vergleich der Empfangsspannungen der über die gleichen Antennen übertragenen Frequenzen von 172,25 und 178,25 MHz (ungleiche Maßstäbe). Zum Vergleich ferner die Empfangsspannungen bei 45,6 MHz

*) Die Abb. 4, 8, 9, 10 und 13 sind Werkfotos der Herstellerfirma der Gesamtanlage Siemens & Halske A. G., Berlin.

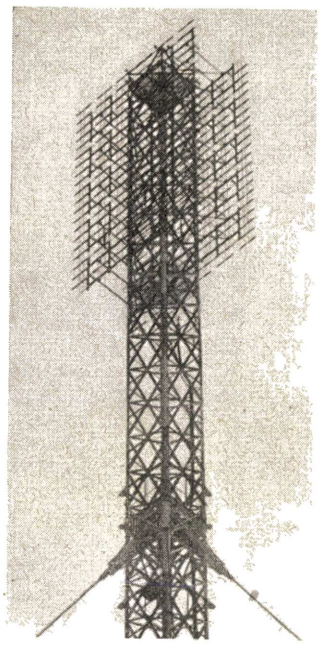


Abb. 7. Oberes Viertel des Antennenmastes in Höhbeck (150 m). Zwei UKW-Richtantennen (je 120 m²) Rücken an Rücken

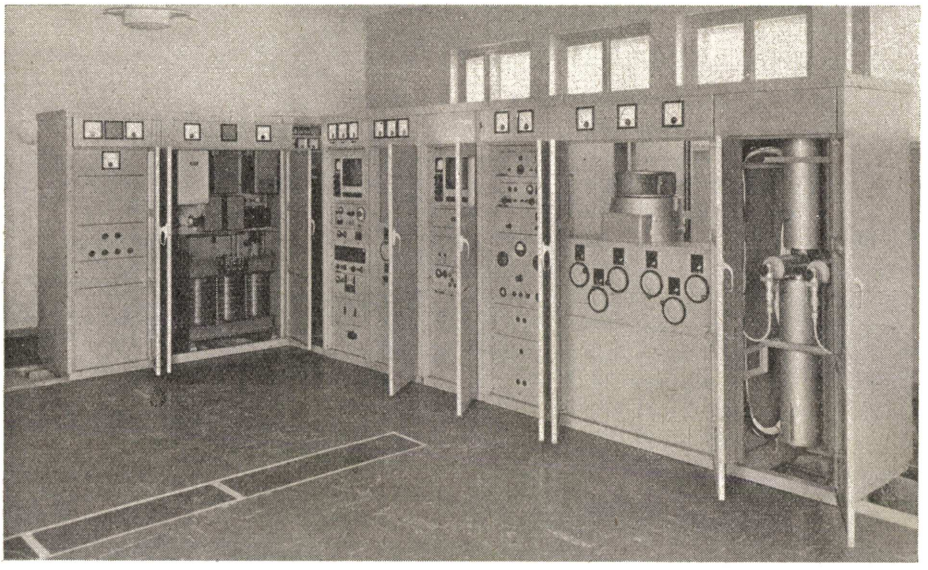


Abb. 9. Bildsender für 10 kW Leistung

und Empfangsantenne nur knapp außerhalb der geometrischen Sichtgrenze liegen. Es genügt hier daher die Angabe der technischen Daten. Die Sendeantenne in Höhbeck besteht aus 30 Einheitsfeldern mit einem Leistungsgewinn von 480. Sie ist im Rücken der gleich großen Empfangsantenne aus der Richtung Berlin am gleichen Antennenmast von 150 m Höhe angebracht, wie Abb. 7 zeigt. Die Senderleistung beträgt 1 kW. Die Empfangsantenne in Hamburg-Lohbrügge ist an einem 50 m hohen Antennenturm angebracht, der nur noch drei Einheitsfelder mit einem Leistungsgewinn von 48 aufzunehmen gestattete. Die mittlere Streckendämpfung beträgt etwa 100 db und schwankt infolge troposphärischer Einflüsse um ± 4 db bei einer mittleren Empfängereingangsspannung von 2,5 mV.

4. Übertragungsverfahren und Gerätetechnik

Mit Rücksicht auf den zunächst einmaligen und auf zwei hintereinandergeschaltete Funkfelder beschränkten Anwendungszweck der UKW-Richtfunkgeräte wurde vorläufig auf ein zeitraubend und kostspielig zu entwickelndes besonderes Übertragungsverfahren, etwa mit Frequenzmodulation und Frequenzumsetzung an der Relaisstelle, verzichtet und die erprobte Amplituden-Negativ-Modulation vorgesehen. Die zum Fernsehbild gehörende Tonübertragung wurde in ein anderes Frequenzband verlegt, um jede Gefahr von Laufzeitverzerrungen am Rand des oberen Bildseitenbandes zu beseitigen, die durch Siebkreise für den Tonträger im sonst üblichen Frequenzabstand von 5,5 MHz vom Bildträger verursacht werden können. Ferner wurde auch das bei Fernseh-Rundfunksendern übliche Restseitenbandfilter weggelassen und die vorgeschriebene Amplitudencharakteristik für das ganze Modulationsfrequenzband sodann im Empfänger eingestellt. Die Abb. 8 und 9 zeigen den z. Z. in Höhbeck für die Richtung nach Hamburg verwendeten 1-kW-Bildsender und den in Berlin-Nikolassee aufgestellten, in Richtung Höhbeck arbeitenden 10-kW-Sender. Die Technik beider Geräte entspricht, wie schon erwähnt, der vom Fernseh-Rundfunk her bekannten, so daß sich im Rahmen dieser Arbeit weitere Angaben erübrigen.

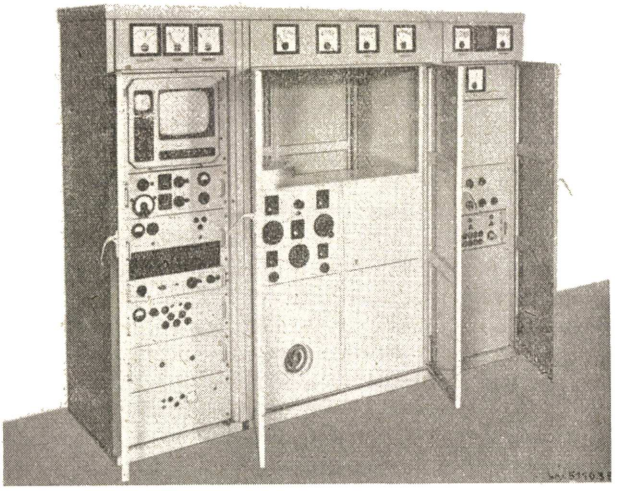


Abb. 8. Bildsender für 1 kW Leistung (ohne Restseitenbandfilter)

Für den Empfang wurden besondere Bild-Relaisempfänger entwickelt. Nach einer zweistufigen Vorverstärkung wird die Empfangsfrequenz in eine Zwischenfrequenz von 32 MHz umgesetzt, diese wiederum verstärkt und sodann gleichgerichtet. Der daran anschließende Videofrequenzverstärker mit Schwarzsteuerstufe hat drei Ausgänge, einen mit 1,5 Volt an 75 Ohm für die weiterzuübertragende Bildmodulationsspannung und einen entkoppelten zweiten für die Bildkontrolle mit Zeilen- und Bildoszillogramm. An den dritten wird das Trägerfrequenzmodulationsgerät angeschlossen, das an seinem Ausgang von 75 Ohm die Bildspannung mit Positivmodulation auf der Trägerfrequenz von 21 MHz mit beiden Seitenbändern und 3 Volt abgeben kann. Für den bei UKW-Richtverbindungen besonders wichtigen Schwundausgleich wird die Regelspannung von den Spitzen der Synchronisierimpulse als bildunabhängigem Bezugswert abgeleitet, was bei der Positiv-Amplitudenmodulation nicht möglich wäre. Obgleich jeder Empfänger für sich Schwankungen der Eingangsspannung von 1 : 10 selbsttätig bis auf etwa ± 7 % ausregelt, ist am Ende der ganzen Strecke sicherheitshalber noch eine besondere Zusatzschaltung vorgesehen, welche den Ausgangspegel auf ± 3 % konstant hält.

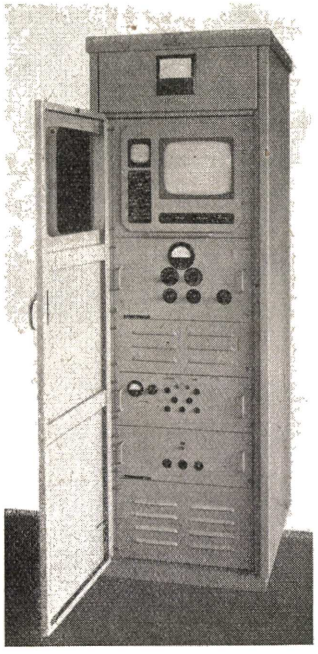


Abb. 10.
Bild-Relaisempfänger im Gestell

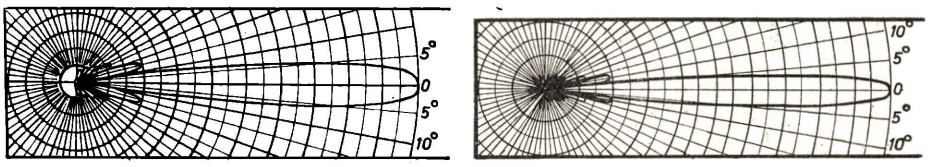


Abb. 12
a) Horizontales Strahlungsdiagramm der Richtantenne in Höhbeck, f = 174 MHz
b) Vertikales Strahlungsdiagramm der Richtantenne in Höhbeck, f = 174 MHz

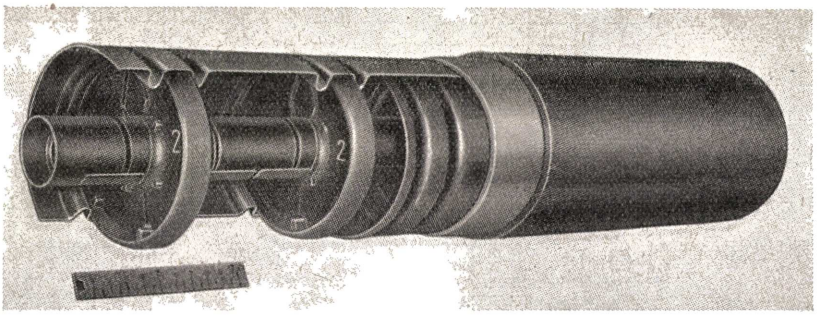


Abb. 13. Aufbau des Antennenkabels 36/105 mit Polystyrolscheibenisolierung. Z = 60 Ohm. Dämpfung 0,49 N/km bei 200 MHz

Abb. 10 zeigt das vollständige Empfängergestell. An dem oberen Instrument kann die Eingangsspannung abgelesen werden. Der Störspannungsabstand in db in Abhängigkeit von der Eingangsspannung in Mikrovolt ist in der in Abb. 11 wiedergegebenen Kurve aufgezeichnet. Er wurde an einem auf die Frequenz 189,25 MHz abgestimmten Empfänger gemessen und weicht bei anderen Empfangsfrequenzen nur geringfügig ab.

Während die UKW-Geräte aus den eingangs erwähnten Gründen zunächst für den Frequenzbereich 174 bis 216 MHz durchstimmbar ausgelegt wurden, standen für den Zusammenbau der Richtstrahlantennen Einheitsfelder (s. Abb. 4) mit dem Bereich von 174 bis 250 MHz zur Verfügung. Die 120 m² großen Richtantennen in Berlin-Nikolassee und Höhbeck bestehen aus je 30 derartigen Einheitsfeldern und sind über Verteilerglieder in fünf Gruppen zu je sechs Einheitsfeldern unterteilt. Am Antennenmast in Höhbeck wurden (s. Abb. 7) die 30 Einheitsfelder jeder Richtantenne in fünf waagerechten Reihen zu je sechs angeordnet. Ihr horizontales und vertikales Strahlungsdiagramm zeigt Abb. 12. Die Konstruktion des Antennenmastes in Berlin ließ in jeder Reihe nur drei Einheitsfelder zu, so daß dort zehn Reihen übereinanderstehen. Ihr horizontales Strahlungsdiagramm ist infolgedessen doppelt so breit, ihr vertikales nur halb so breit wie das der Antennen in Höhbeck. Mit dieser Bündelungsschärfe ist man bei der für Richtantennen an abgespannten hohen Masten noch zulässigen Grenze angelangt.

Jedes Einheitsfeld, jede Gruppe und die ganze Richtantenne haben einen Eingangswiderstand von 60 Ohm. Im Gegensatz zu den Dezimeter-Richtfunkverbindungen besteht bei UKW-Verbindungen meist keine Möglichkeit, den Sender so nahe an der Antenne unterzubringen, daß die Laufzeit von Reflexionen, die durch eine unvermeidliche Fehlanpassung zwischen Sendeantenne und Speisekabel hervorgerufen werden, innerhalb der Übertragungszeit eines Bildpunktes bleibt. Für die UKW-Verbindung Berlin—Hamburg mit Antennenkabellängen bis zu 210 m trifft dies in besonderem Maße zu. Durch besonderen Abgleich der Verteilerglieder innerhalb der Antennen gelang eine Anpassung der Antennen an die Speisekabel mit einer Reflexion von weniger als 3 % innerhalb jedes einzelnen Bildfrequenzkanals, welche im übertragenen Bild praktisch unbemerkbar bleibt.

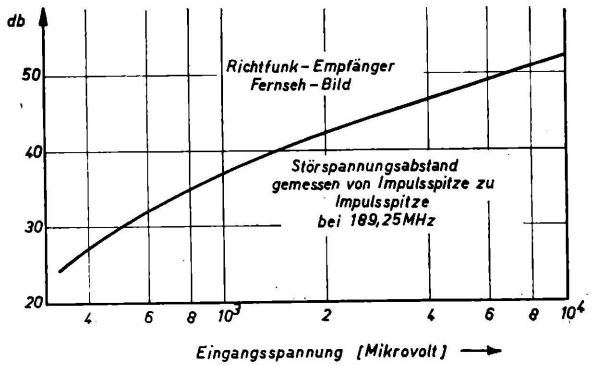


Abb. 11. Störspannungsabstand des Bild-Relaisempfängers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Um die Streckendämpfung auf der ungewöhnlich langen Teilstrecke Berlin—Höhbeck so weit wie möglich von der zusätzlichen Dämpfung der Antennenkabel zu entlasten, wurde hier das erstmalig für diese Anlage hergestellte Hochfrequenzkabel mit dem Durchmesserverhältnis 36/105 verwendet. Seinen Aufbau aus gesickten Messingbändern mit Polystyrolscheibenisolierung zeigt Abb. 13. Die insgesamt 360 m Antennenkabel in Berlin und Höhbeck ergeben für dieses Funkfeld nur 1,4 db bei 175 MHz oder 1,8 db bei 240 MHz Dämpfungsanteil. Die gegenüber der Verwendung schwächerer Kabel erzielte Dämpfungsverminderung hätte zudem etwa doppelt so hohe Kosten verursacht, wenn man sie durch Vergrößerung der Antennenflächen über 120 m² hinaus in gleichem Maße hätte erreichen wollen. Auf dem kürzeren Funkfeld konnten in Höhbeck der Kabeltyp 20/58 und in Hamburg der Typ 13/38 verwendet werden.

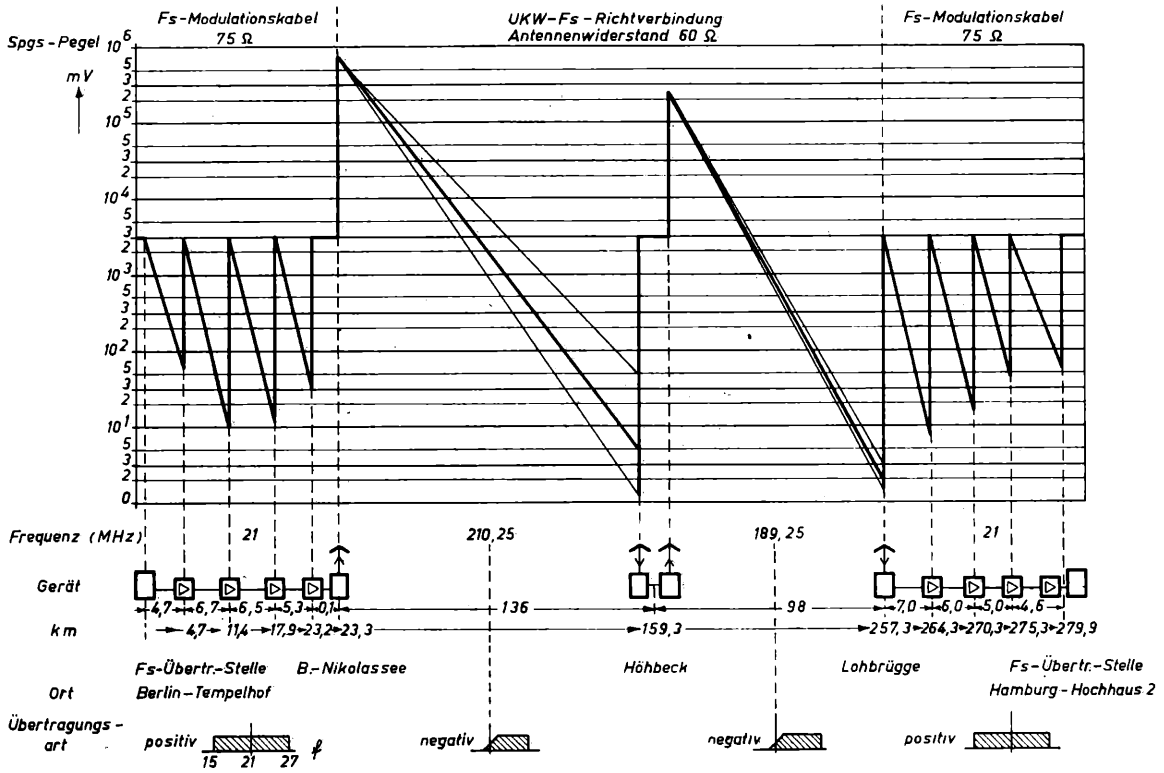


Abb. 14. Pegelplan der Fernseh-Verbindung Berlin—Höhbeck—Hamburg

5. Pegelplan und Betrieb

Die UKW-Richtverbindung von Berlin-Nikolassee über Höhbeck nach Hamburg-Lohbrügge dient zur unmittelbaren Verbindung der Fernseh-Übertragungsstelle Berlin (Tempelhof) mit der in Hamburg (Hochhaus 2 auf dem Heiligengeistfeld), von wo die Fernseh-Sammelschiene in Richtung Köln weiterführt. Die beiden End-Funkstellen in Nikolassee und Lohbrügge sind mit den Fernseh-Übertragungsstellen in Tempelhof und im Hochhaus 2 über Fernseh-Ortskabel der Type 5/16 verbunden, auf denen die Bildspannung mit einer Trägerfrequenz von 21 MHz mit beiden Seitenbändern und Positivmodulation übertragen wird. Den Pegelplan mit allen übertragungstechnischen Einzeldaten der Gesamtstrecke zeigt Abb. 14. Die Kabelstrecke Lohbrügge—Hochhaus 2 wird erst im November 1952 betriebsbereit; bis dahin wird aushilfsweise die Ausstrahlung von Höhbeck unmittelbar im Hochhaus 2 empfangen, jedoch ist dort wegen der geringeren Empfangsspannung mitten im Hamburger Stadtgebiet tagsüber mit Störungen durch medizinische und industrielle Hochfrequenzgeräte zu rechnen. Die ersten Versuche einer Bildübertragung von Berlin nach Hamburg begannen im Mai 1952 schon vor Beendigung aller Aufbau- und Abgleicharbeiten und dienten dazu, möglichst frühzeitig alle unvorhergesehenen Störquellen, wie Oberwellen oder Kombinationsfrequenzen benachbarter UKW-Sender, ausfindig zu machen und zu beseitigen. Versuche mit einem zeitweise im Stadtgebiet von Berlin dazugeschalteten dritten UKW-Funkfeld verliefen ohne besondere Schwierigkeiten erfolgreich.

Vom 10. September 1952 an wurde dann die Fernsehverbindung von Berlin bis zum Regieraum im Fernseh-Studio des Nordwestdeutschen Rundfunks Hamburg, das sich gegenwärtig noch im Hochhaus 2 befindet, durchgeschaltet und für Übertragungen des Abendprogramms von Berlin mit Ausstrahlung durch den Fernseh-Rundfunksender in Hamburg freigestellt. Seit dem 20. Oktober wird bis auf weiteres wöchentlich an drei Tagen das von Berlin übertragene Abendprogramm vom Fernseh-Sender in Hamburg mit ausgestrahlt. Nach Beendigung einiger Restarbeiten steht die Strecke vom November 1952 an jederzeit ganztägig zur Verfügung.

Die weitere Planung sieht den beschleunigten Ausbau auch für die wahlweise Benutzung in der Gegenrichtung und den Umbau der Teilstrecke Berlin—Höhbeck auf eine Frequenz in dem eingangs erwähnten Bereich 235 ... 250 MHz unter Verwendung der vorhandenen Richtantennen vor. Ferner soll zur Entlastung des UKW-Bereichs die bisherige UKW-Teilstrecke Höhbeck—Hamburg durch Dezimeterverbindungen über den Fernmeldeturm Egestorf bei Lüneburg ersetzt werden.

Die bisher zwischen Berlin und Hamburg erzielten Betriebsergebnisse zeigen, daß die neuartige Aufgabe eines regelmäßigen Fernseh-Programmaustausches über mehrere hintereinandergeschaltete UKW-Richtfunkverbindungen auch auf Entfernungen weit über die Sichtgrenze hinaus als gelöst betrachtet werden kann. Nach neueren Mitteilungen beginnt man auch im Ausland, z. B. in Italien sowie zwischen Großbritannien und den USA über Island, ähnliche Richtfunkverbindungen auf Ultrakurzwellen für den gleichen Zweck einzuplanen.

Zusammenfassung

Nach einer kurzen Beschreibung der geographischen Verhältnisse der Übertragungsstrecke werden die übertragungstechnischen Einzelheiten für die Dimensionierung der Richtantennen und Geräte für eine Fernseh-Richtverbindung auf Ultrakurzwellen über zwei Teilstrecken angegeben und die Betriebserfahrungen und die Absichten für die weitere Planung mitgeteilt.

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte · 16. Band · 1952

VDE-Verlag GmbH., Wuppertal und Berlin-Charlottenburg 4

Aktuelle Probleme des UKW-Hafen-, -Küsten- und -Wasserstraßen-Funkdienstes

(Mitteilung aus dem FTZ)

Von **W. Kronjäger**

Die Dienstzweige, deren aktuelle Fragen nachfolgend kurz behandelt werden sollen, befinden sich z. Z. noch im Aufbaustadium. Es handelt sich im einzelnen um den UKW-Hafen-, -Küsten- und -Wasserstraßen-Funkdienst. Einleitend sei zunächst eine Übersicht über ihren derzeitigen Stand gegeben.

Der Hafenfunkdienst ist im Laufe des letzten Jahres — zunächst als öffentlicher Erprobungsbetrieb — in den wichtigsten Häfen der Nord- und Ostsee eingerichtet worden und erstreckt sich vorerst auf die Hafengebiete der Städte Hamburg, Bremen, Kiel, Cuxhaven, Bremerhaven. Er wird auf Frequenzen zwischen 157 und 162 MHz abgewickelt und soll den Schiffen ermöglichen, ihren kommerziellen Verkehr mit den Teilnehmern des öffentlichen Fernsprechnetzes durchzuführen. Der Betrieb wird über eine Vermittlung abgewickelt. Die Frequenzpaare für eine Gegensprechverbindung liegen um 4,5 MHz auseinander, wobei die höheren Frequenzen jeweils der Landfunksendestelle zugeteilt sind. Die Kanalabstände betragen z. Z. 100 kHz. Für die größeren Häfen sind mehrere Kanäle vorgesehen.

Neben dem innerdeutschen Netz wird künftig zur Ergänzung des Seefunkdienstes innerhalb der Hochseehäfen ein internationales UKW-Netz errichtet werden, das den Hochseeschiffen eine Sprechmöglichkeit im Hafen geben soll, wo die Benutzung der Funkanlagen auf anderen Frequenzbereichen untersagt ist. Bisher ist in Atlantic City lediglich die Frequenz 156,8 MHz für eine allgemeine Anruf- und Sicherheitswelle festgelegt worden. Weitere einheitliche Regelungen auf internationaler Ebene wären noch zu treffen. Dies gilt für die Festlegung von Frequenzen, der Modulations- und Betriebsart sowie der Kanal- und Frequenzabstände für Gegensprechen. Für die Region 2, d. s. insbesondere die USA, sind für diesen Dienst bereits als weitere Frequenzen 156,3 und 156,6 MHz sowie die Modulationsart FM festgelegt worden.

Weiterhin ist damit zu rechnen, daß seitens des BVM weitere Netze errichtet werden, die neben innerbetrieblichen Zwecken und der Abwicklung des Verkehrs mit den Hafenbehörden für rein navigatorische Zwecke eingesetzt werden.

Im Zuge des weiteren Ausbaus der UKW-Dienste durch die DBP ist die Errichtung eines Küstenfunknetzes vorgesehen. Hierdurch soll kleineren Fahrzeugen eine Verkehrsmöglichkeit außerhalb der Häfen und in der Nähe der Küsten gegeben werden. Vorerst ist mit dem Ausbau der Strecke Hamburg—Cuxhaven für den Bereich der Unterelbe und Bremen—Bremerhaven für den Bereich der Unterweser begonnen worden, wodurch der Anschluß an die Küstennetze in Bremerhaven und Cuxhaven erzielt wird.

Es bliebe nun zum Abschluß des Überblicks über die Dienstzweige noch der Rheinfunkdienst anzuführen. Er ist z. Z. der wesentliche Dienstzweig des Wasserstraßenfunkdienstes. Gemäß den Beschlüssen der Rheinfunkkonferenz Den Haag 1949 wird er gegenwärtig im Grenzwellenbereich auf Frequenzen zwischen 1600 und 3000 kHz abgewickelt. Auf einer zweiten Rheinfunkkonferenz in Den Haag, 1950, wurde für die Endlösung des Rheinfunkdienstes der UKW-Bereich vorgesehen. Die Durchführung dieser Endlösung kann sich jedoch noch auf Jahre erstrecken, da auf der Konferenz weder über das zu verwendende Frequenzband noch über das zu verwendende Modulationsverfahren eine Entscheidung getroffen wurde. Vielmehr wurde den beteiligten Verwaltungen der Rheinanliegerstaaten — Belgien, Frankreich, Holland, Schweiz und der Deutschen Bundesrepublik — empfohlen, eingehende Untersuchungen über die Eignung der Frequenzen im 2 m-, 4 m- und 8 m-Band sowie über das zu verwendende Modulationsverfahren zu machen.

Nunmehr möchte ich auf die Probleme zu sprechen kommen, die sich teils von der betrieblichen, teils von der technischen Seite her ergeben.

Wir haben also in Zukunft für das Gebiet des Hafens mehrere Netze zu berücksichtigen, die teils voneinander unabhängig sind, sich aber teils in ihren Aufgaben ergänzen. Bei dem Aufbau dieser Netze ist daher von vornherein darauf zu achten, daß die Teilnehmer des einen Netzes auch im Bedarfsfall über ein anderes Netz verkehren können, d. h. die Netze sind möglichst einheitlich aufzubauen. Das Rufsystem ist so zu wählen, daß die Verbindung schnell und sicher hergestellt werden kann. Hierbei ist es allerdings von Bedeutung, ob die Tendenz einer möglichst großen Verbreitung der Nachricht vorliegt, wie es z. B. bei Not- und Havariefällen zum Herbeiholen von Hilfe erwünscht ist, oder ob, wie vielfach im kommerziellen Verkehr, die Tendenz vorliegt, die übertragene Nachricht weitestgehend gegen ein unbeabsichtigtes Mithören zu sichern. Auch die Wahl der Betriebsart — Wechselsprech-(Simplex)betrieb oder Gegensprech-(Duplex)betrieb — hängt von dem Kreis der Verkehrsteilnehmer und der vorgesehenen Tendenz ab.

Technische Probleme liegen in der Forderung, die Fahrzeugstationen möglichst einfach auszuführen (eine Antenne für Sender und Empfänger, leichter Frequenzwechsel, Ermöglichung von Simplex- und / oder Duplexbetrieb sowie Einsatz von AM und FM, je nach Bedarf) und in der Forderung, durch die Anordnung der Landsendeanlagen sowie durch besondere Maßnahmen bei denselben Störeffekte von vornherein zu vermeiden oder herabzusetzen.

Im folgenden seien nun die einzelnen Probleme genauer durchgesprochen:

I. Fragen der Netzgestaltung

Bei den Häfen ist die Größe des Versorgungsbereiches durch die örtlichen Verhältnisse vorgeschrieben, d. h. die Anlage muß so ausgelegt sein, daß innerhalb des gesamten Hafengebietes die zur

Erzielung eines guten Dienstes erforderliche Mindestfeldstärke erreicht wird. Diese beträgt etwa 5 µV/m, sofern kein merkbarer örtlicher Störspiegel vorliegt. Die Landfunkstelle wird unter Berücksichtigung der flächenförmigen Ausdehnung des Hafengebietes meist mit Rundstrahlern bzw. schwach gebündelten Antennen ausgerüstet. Die Antennen sind vertikalpolarisiert, da bei kleineren Schiffen die Masthöhe nicht ausreicht, um auch für horizontale Polarisation einen guten Wirkungsgrad zu erzielen. Eine Bündelung in der Vertikalebene und eine völlige Anpassung des Horizontaldiagramms an das Versorgungsgebiet sind vorgesehen. Der Aufstellungsort der ortsfesten Antennen ist möglichst hoch gewählt.

Die Versorgung des gesamten Hafens von einem Punkt aus hat als Nachteil eine sehr hohe Feldstärke in der Nähe des Senders, die zum Rande des Versorgungsgebietes hin entsprechend den Ausbreitungseigenschaften, etwa umgekehrt proportional mit dem Quadrat der Entfernung, abnimmt. Schwierigkeiten irgendwelcher Art sind jedoch bisher noch nicht beobachtet worden. Auch sind störende Interferenzen innerhalb des Versorgungsbereiches noch nicht so stark in Erscheinung getreten, daß besondere Maßnahmen zu ihrer Unterdrückung erforderlich wurden. Die Lösung wird also für die meisten Fälle ausreichend sein. Sie bietet bei Einsatz mehrerer Sender den Vorteil, die Kreuzmodulation dadurch herabsetzen zu können, daß alle weiteren Sendeanlagen an demselben Ort errichtet werden. Bei gleicher Leistung der Sender fallen diese dann mit etwa gleicher Feldstärke am Empfangsort der beweglichen Funkstelle ein, so daß der gewünschte Kanal einwandfrei empfangen werden kann.

Ist die zu versorgende Fläche so groß, daß sie von einem Punkt aus nicht mehr versorgt werden kann, so können mehrere Sender über das Gebiet verteilt werden. Bei Frequenzmodulation kann dann das Verwirrungsgebiet auf Grund des Verdeckungseffektes auf ein Minimum beschränkt werden. Dieses Verfahren erfordert einen größeren Aufwand als der Einsatz eines Einzelsenders und ist von uns bisher noch nicht angewendet worden.

Entsprechende Versuche sind seitens der englischen PTT bereits im Jahre 1946 mit Amplitudenmodulation durchgeführt worden [1]. Die Sender waren hierbei in ihrer Frequenz so weit voneinander unterschieden, daß sie vom Empfänger noch einwandfrei empfangen werden konnten, also innerhalb des Durchlaßbereiches desselben lagen, daß aber die am Ausgang durch Interferenz entstandenen Pfeiftöne leicht durch Filter unterdrückt werden konnten. Mit Hilfe einer derartigen Lösung war es möglich, einen ausgeglichenen und gleichmäßigen Verlauf über das Versorgungsgebiet hin zu erzielen.

Über einen Frequenzkanal kann nur ein bestimmter Verkehrsanfall abgewickelt werden; bei Überschreitung seiner Kapazität müssen weitere Kanäle in Betrieb genommen werden. Man wird nun jedem Kanal eine bestimmte Zahl von Teilnehmern zuordnen, damit sie errufen werden können. Es ist jedoch zu prüfen, inwieweit das Vorhandensein mehrerer Kanäle einer flüssigeren Verkehrsabwicklung dienen kann, z. B. dadurch, daß zwar jeder Teilnehmer auf seiner Sollwelle auf Empfang steht, seinen abgehenden Verkehr aber auch auf einem weiteren Kanal abwickeln kann.

Anders als bei der Versorgung eines flächenförmigen Hafengebietes sind die Probleme bei Aufbau von Netzen entlang der Wasserstraßen gelagert. Man kann hier die Reichweite der Anlage und damit die Länge des Versorgungsabschnittes so wählen, daß der anfallende Verkehr jeweils einen Kanal voll ausfüllt. Man kommt dann für die Versorgung einer großen Strecke mit weniger Frequenzen aus — Mindestzahl 2 — die allerdings häufiger gewechselt werden. Die andere Möglichkeit liegt darin, mehrere Frequenzen nebeneinander einzusetzen und die Versorgungsabschnitte größer zu bemessen. Hierdurch ergibt sich ein geringerer Frequenzwechsel längs der gesamten Strecke, jedoch bestehen dann mehrere unabhängige Netze nebeneinander. Der Vorteil dieser Lösung liegt in einer besseren Anpassungsfähigkeit an den vorliegenden Verkehr, sofern wiederum die Möglichkeit vorgesehen wird, für den abgehenden Verkehr Nachbarkanäle mit zu benutzen.

Um einen guten Wirkungsgrad und einen möglichst gleichmäßigen Verlauf der Feldstärke innerhalb des Versorgungsbereiches zu bekommen, wird die Strahlung zweckmäßigerweise gebündelt und dem Verlauf der Wasserstraße angepaßt. Da sich dann das Fahrzeug bei größter Nähe zur Sendestelle im Minimum des Strahlungsdiagrammes befindet, wird das Auftreten sehr hoher Feldstärkewerte vermieden und damit die Kreuzmodulationsgefahr herabgesetzt.

II. Das Rufsystem

Ein Schiff kann einmal vermittels der Sprache, andererseits durch bestimmte Signale errufen werden. Das Rufen mit Hilfe der Sprache hat den großen Vorteil der Einfachheit. Der Nachteil dieses Systems liegt darin, daß auf dem Schiff eine Dauerwache mittels Lautsprecher erforderlich ist. Hierdurch liegt ein dauerndes Geräusch sowie das Mithören der Anrufe Dritter usw. vor, was besonders dann sehr unangenehm ist, wenn das Schiff auf andere akustische Signale zu achten hat, z. B. bei Nebel usw. Es kann auch nur ein Kanal überwacht werden.

Das Errufen durch Signale setzt eine Empfangseinrichtung voraus, die mit dem Funkempfänger verbunden wird. Sie darf nur ansprechen auf die Zeichen der zugehörigen Sendeeinrichtung, die über den Funksender ausgestrahlt werden. Das Eintreffen eines Rufes kann dann im Fahrzeug optisch oder akustisch bemerkbar gemacht werden.

Das Rufen der Teilnehmer vermittels der Sprache wird im innerdeutschen Hafenfunk nur als Übergangslösung gewählt. Zur Einleitung des Anrufs soll jedoch ein Rufton (1750 Hz) ausgesendet werden, wodurch der Anruf gegenüber laufenden Gesprächen klar hervorgehoben ist. Im internationalen Dienst dagegen wird man voraussichtlich die Sprache beibehalten und in Anlehnung an die Betriebsabwicklung beim Seefunkdienst das System der Anruf- und Arbeitswelle wählen, d. h. nach Herstellung der Verbindung auf der Anrufwelle wird der weitere Verkehr auf der Arbeitswelle abgewickelt.

Für den Endausbau des innerdeutschen Netzes ist der Einsatz eines Selektivrufsystems vorgesehen. Es hat zwei Aufgaben zu erfüllen: Einmal soll es verhindern, daß ein Gespräch von einem nicht sprechenden Teilnehmer mitgehört wird, indem während der Abwicklung eines Gespräches die Anlagen aller anderen Teilnehmer gesperrt werden. Andererseits ist es mit seiner Hilfe möglich, einen bestimmten Teilnehmer allein zu rufen. Um Erfahrungen mit einer derartigen Einrichtung zu sammeln, ist ein solches System mit bis zu 45 Teilnehmern z. Z. in Hamburg im Einsatz [3]. Es ist von der Firma Telefunken entwickelt und sei im folgenden kurz beschrieben:

Zum Errufen eines Teilnehmers werden 2 von insgesamt 10 Tonfrequenzen ausgesendet, die über Resonanzkreise auf der Fahrzeugseite ausgewählt werden. Das Verfahren arbeitet nach dem Ruhestromverfahren, d. h. der ortsfeste Sender sendet dauernd seinen mit einem Freizeichenton modulierten Träger aus, sofern nicht gesprochen wird. Jedes Schiff ist dann in der Lage, seinen Sender in Betrieb zu nehmen. Dieser Zustand ist beim Fahrzeug durch eine grüne Lampe gekennzeichnet. Durch Betätigen einer Handtaste nun sendet ein Fahrzeug, das ein Gespräch führen will, ein tonfrequentes Rufzeichen

aus, durch das das Freizeichen beim ortsfesten Sender abgeschaltet wird, wodurch die Anlagen der anderen Fahrzeuge gesperrt werden (gekennzeichnet durch Erlöschen der grünen Lampe). Von der Feststation wird dann die Verbindung hergestellt. In umgekehrter Richtung wird ein bestimmtes Schiff durch Aussendung des Doppeltonrufzeichens, entsprechend seiner Rufnummer, gewählt. Auf dem Schiff erscheinen rote Lampe und Wecker; nach Aufnahme des Handapparates und Drücken der Taste ist die Verbindung hergestellt.

Folgende Probleme sind nun aktuell:

a) Wahl des Ruhe- oder Arbeitsstromprinzips

Im allgemeinen soll der Träger eines jeden Senders möglichst wenig in der Luft sein, um Störungen anderer Dienste zu vermeiden. Dieser Grundsatz würde für die Verwendung des Arbeitsstromsystems sprechen, d. h. der Träger wird erst ausgestrahlt, wenn ein Fahrzeug gerufen werden soll. Es hat sich aber gezeigt, daß es bei der Anordnung von mehreren Sendern an einem gemeinsamen Aufstellungsort vorteilhaft ist, zur Vermeidung von Kreuzmodulationseffekten bei Belegung eines Kanals auch die Träger der anderen Kanäle mit einzuschalten. Da hierbei sowieso fast immer aller Träger in der Luft sind, bestehen keine Bedenken, das Ruhestromprinzip zu wählen. Weitere Vorteile des Ruhestromprinzips liegen u. a. in der Eindeutigkeit der Sperrung, unabhängig von der Vorgeschichte, in der Möglichkeit, der laufenden Überwachung der Belegung des Kanals und damit indirekt in der laufenden Kontrolle des einwandfreien Betriebs- und Verkehrszustandes der eigenen Anlage.

b) Um Fehlanrufe durch den Ausfall von Zeichen auf dem Übertragungswege infolge von Interferenzen zu vermeiden, werden auch in anderen Ländern die Verfahren bevorzugt, die mit mehreren Tonfrequenzen arbeiten, die nebeneinander ausgesendet werden, an Stelle solcher Verfahren, bei denen die Rufnummer aus einer Impulsfolge aufgebaut ist. Die mit Tonfrequenzen arbeitenden Systeme haben aber erst ihre volle Leistungsfähigkeit erreicht, wenn sie mit Zungenresonanzrelais als Selektionsmittel arbeiten an Stelle der bisherigen abgestimmten Resonanzkreise. Der dadurch erzielte Gewinn liegt in der sehr kleinen Erregerleistung (Größenordnung von mW), in der sehr hohen Resonanzschärfe und damit in der Möglichkeit, die Frequenzen sehr dicht beieinander zu legen, in den geringen Ausmaßen und der dadurch auch bedingten leichten Auswechselbarkeit der die Rufnummern bestimmenden Einheiten. Von großer Bedeutung ist jedoch die Festlegung und Vereinheitlichung der die Ruf- und Sperrkriterien auslösenden Schaltvorgänge einschließlich der Pegel an den Schnittpunkten, um das Hinzuschalten des Selektivrufzusatzes zum Funkgerät leicht zu ermöglichen.

c) Selektivrufsysteme für kleinere Teilnehmerzahlen werden zunächst bei den ortsgebundenen Verkehrskreisen aufgebaut. Inwieweit später auch größere Versorgungsgebiete zu einem gemeinsamen Verkehrskreis zusammengefaßt werden können, hängt von der Verkehrsentwicklung ab und läßt sich z. Z. noch nicht übersehen. Da jede Rufnummer nur einmal verteilt werden darf, kommt man dann zu einem System mit großer Teilnehmerzahl, mit dem jede ortsfeste Landfunkstelle ausgerüstet werden muß.

III. Fragen des UKW-Rheinfunkdienstes

Wie bereits einleitend kurz ausgeführt, wurde auf der zweiten Rheinfunkkonferenz den beteiligten Verwaltungen eine Anzahl von Fragen zur Untersuchung vorgelegt. Zwecks Klärung derselben wurden entsprechende Versuche seitens der DBP im Winter 1950/51 längs der Gebirgsstrecke des Rheines und im Mannheimer Hafen durchgeführt. Es zeigte sich im einzelnen folgendes:

a) Wahl des 7 m-, 4 m- oder 2 m-Bereiches?

Auf sämtlichen Frequenzbereichen wurden Messungen vorgenommen, die in der Gebirgsstrecke einen gleichartigen Feldstärkeverlauf ergaben. Man kann daher sagen, daß alle 3 Bereiche grundsätzlich für die Einrichtung eines entsprechenden Dienstes geeignet sind. Gegen die Verwendung des 7 m-Bandes sprechen aber die Störungen, die infolge von Überreichweiten gerade in diesem Band recht häufig in Erscheinung treten. Da die Benutzung des 4 m-Bereiches durch andere Dienste eingeschränkt ist, wurde von uns der 2 m-Bereich in Vorschlag gebracht. Mitbestimmend für diesen Vorschlag war die Überlegung, daß es zweckmäßig ist, im Hinblick auf die Verbilligung der Fahrzeuggeräte die gleichen Typen zu nehmen, wie sie auch im Hafenfunkdienst und im beweglichen Landfunkdienst verwendet werden sollen. Aber auch eine betriebliche Überlegung spricht für die gleiche Lösung. Bereits jetzt befahren kleinere Hochseeschiffe auch den Rhein. Es ist daher erwünscht, die einzelnen Netze — Hafenfunknetz, Küstenfunknetz und Wasserstraßenfunknetz — so aufzubauen, daß ein Schiff mit allen diesen Netzen verkehren kann.

b) Modulationsart FM oder AM?

Die Versuche wurden hauptsächlich im 2 m-Band mit Geräten durchgeführt, die uns seitens der Holländischen PTT freundlicherweise überlassen worden waren. Es handelte sich im einzelnen um eine amerikanische Link-Station mit FM und um eine englische Pye-Station mit AM. Es wurde nun aus Registrierungen der Empfängereingangsspannung heraus der Anteil der gesamten Versuchsstrecke von etwa 70 km ermittelt, für den jede Anlage den gleichen Signal/Geräusch-Abstand ergab. Hierbei zeigte sich eine klare Überlegenheit der FM-Anlage, auch gegenüber von Störungen, die sich längs einer Hochspannungsleitung ergaben. Seitens der DBP ist daher die Modulationsart FM vorgeschlagen worden.

c) Auftreten störender Interferenzen

Bei der Durchführung der obigen Versuche erwies sich das Auftreten von Interferenzen als sehr störend. Die Landfunkstelle war auf der Fleckertshöhe bei Boppard aufgebaut, die eine Höhe von 531 m über NN hat, bei einer Höhe des Flußspiegels von etwa 80 m über NN. Da das Flußtal tief in die Gebirgsstrecke eingebettet ist und zwischen der Landfunkstelle und der Schiffsfunkstelle bei einer Gesamtlänge der Versuchsstrecke von 70 km nur auf eine Strecke von 5 km Länge optische Sicht bestand, wurde die Verbindung überwiegend über die indirekte Strahlung aufgebaut. Es ergaben sich nun in Bereichen kleiner Feldstärke Unterbrechungen der Verbindung im Rhythmus von Interferenzen, die bei der geringen Schiffsgeschwindigkeit mit einer Häufigkeit von bis zu 4/s auftraten. Die Versuche wurden sowohl mit der AM- als auch mit der FM-Anlage durchgeführt. Die Störungen machten sich in Form kurzer scharfer Zischgeräusche bemerkbar. Diese Störungen müssen möglichst durch Maßnahmen auf der Landseite behoben werden, da es unerwünscht ist, den Aufwand auf der Fahrzeugseite zu vergrößern.

Möglichkeiten zur Herabsetzung der Interferenz-Störungen liegen einmal in dem Einsatz mehrerer Sender und Empfänger, also von Diversity-Anlagen. Andererseits ist durch die Verwendung zirkularpolarisierter Antennen eine Verbesserung denkbar. Es ist seitens der DBP beabsichtigt, entsprechende Versuche durchzuführen, die bereits eingeleitet sind.

IV. Fragen der Technik der Anlagen

a) bei Einsatz mehrerer Kanäle nebeneinander

1. Einschränkende Effekte der Trennschärfeeigenschaften von Funkempfängern.

Legt man die Trennschärfeeigenschaften über den Gesamtempfänger, die in der Hauptsache durch die ZF-

Kreise gegeben sind, für die Bemessung des Frequenzabstandes zugrunde, so ist ein Betrieb ohne Schwierigkeiten möglich bei 50 bzw. 100 kHz Abstand. Die Dämpfung in diesem Frequenzabstand beträgt 70—90 db. Werden jedoch mehrere Sender in demselben Gebiet auf benachbarten Kanälen betrieben, so zeigt sich, daß die HF-Trennschärfe bzw. die Linearität der HF-Stufen der Fahrzeugempfänger nicht ausreichend ist, um Kreuzmodulation zu vermeiden. Bezeichnet man die Frequenzen benachbarter Kanäle mit f_1, f_2, $f_3 \ldots$, so können Kombinationsfrequenzen auftreten, die den Werten $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $3f_1 - 2f_2$ usw. entsprechen.

Um diesen Störeffekt weitgehend auszuschalten, ist seitens der DBP die Forderung über die Kreuzmodulation wie folgt formuliert: „Zwei oder mehrere um mindestens einen Kanalabstand ober- oder unterhalb der zu empfangenden Frequenz arbeitende Sender, die je 20 mV Spannung am Empfängereingang erzeugen, dürfen keine höhere Kreuzmodulationsspannung im Nutzkanal ergeben als ein Nutzsignal von $\leq 1/\mu V$ Eingangsspannung."

Es wurden nun an einigen Gerätetypen Messungen durchgeführt. Sie zeigten, daß bei Geräten ohne HF-Verstärkungsregelung dieser Wert etwa um den Faktor 5 unterschritten wurde. Die Leistung der ortsfesten Sender, wie sie z. Z. im Hafenfunkdienst im Einsatz sind, liegt etwa bei 50 W. Die Feldstärke eines solchen Senders beträgt in einem Abstand von etwa 1000 m rd. 60 mV/m, bei einer Höhe der Sendeantenne von 50 m und der Empfangsantenne von 4 m über dem Erdboden. Verwendet das Schiff eine $\lambda/4$-Antenne, so erhält man eine Empfängereingangsspannung von etwa 20 mV. In einem Abstand von 1000 m ist also mit dem Auftreten der obigen Störwerte zu rechnen. Ein Vorzug des Hafenfunk- und Wasserstraßenfunkdienstes liegt nun aber darin, daß die Schiffe immer einen Mindestabstand vom ortsfesten Sender einhalten, entsprechend dem Abstand des Senderstandortes vom Wasserlauf bzw. Hafen.

Man kann aber diesen Störeffekt beim Duplexbetrieb dadurch herabsetzen, daß bei Betrieb mehrerer Kanäle nebeneinander die Sender aller Kanäle, also auch des eigenen Nutzkanals, eingeschaltet werden, sofern ein Kanal belegt ist, um durch das Vorhandensein der Träger die Eingangsstufen der Empfänger in ihrer Empfindlichkeit herunterzuregeln und dadurch Übersteuerungen zu vermeiden. Sie können auch auf der Empfängerseite dadurch beseitigt werden, daß selbsttätige oder handbediente HF-Verstärkungsregler in den beweglichen Empfängern eingebaut werden. Messungen an einem solchen Empfänger zeigten eine Unterschreitung um etwa den Faktor 3 gegenüber der obigen Forderung.

2. Maßnahmen bei der ortsfesten Sendeanlage.

Es werden immer soviel ortsfeste Sender und Antennen benötigt, wie Kanäle eingesetzt werden. Alle diese Antennen müssen an derselben Stelle errichtet werden, um die Kreuzmodulationsgefahr über die Eingangsstufen der Fahrzeugempfänger herabzusetzen. Bei der Errichtung mehrerer Antennen an einer Stelle taucht nun die Frage auf, wie sie am zweckmäßigsten anzuordnen sind. Es hat sich nun bei Versuchen, die seitens der Bell Telephon Co. in Chicago durchgeführt worden sind [2], gezeigt, daß bei vertikalpolarisierten Rundstrahlern alle Antennen so an einem Mast angebracht werden, daß sie diametral übereinander liegen. In diesem Fall ist die gegenseitige Kopplung ein Minimum, da der Anteil der Strahlung, der die Antennen vertikal verläßt, sehr klein ist. Da aber trotzdem ein gewisser Betrag der Energie jedes Senders über die Antennenkopplung auf die Nachbarsender übertragen wird, besteht die Gefahr der Kreuzmodulation über die Endstufe, sofern nicht noch zusätzliche Filter zwischen Senderausgang und Antenneneingang vorgesehen werden. Besonders kritisch sind auch hier die Kombinationstonbildungen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$. Seitens der Bell Co. wurden Filter eingesetzt, durch die eine Dämpfung von 70 db, bezogen auf den Nutzträger, erreicht wurde (Chicago, New York, Los Angeles).

b) Verwendung von Duplex- und Simplexbetrieb nebeneinander

Für den Verkehr der Fahrzeuge untereinander ist der Simplex- oder Wechselsprechbetrieb vorzuziehen, d. h. die Fahrzeuge senden und empfangen auf derselben Frequenz. Diese Art der Betriebsabwicklung setzt eine gewisse Disziplin voraus, da immer nur ein Partner sprechen darf, während der andere auf Empfang stehen muß. Durch einen Druckschalter am Mikrotelefon werden sowohl der Sender als auch die Antenne umgeschaltet; in der Ruhestellung befindet sich die Anlage auf Empfang.

Da Sender und Empfänger auf derselben Frequenz arbeiten, ist der Simplexbetrieb der sicherste für das Zustandekommen einer Verbindung. Er ist weiterhin überall dort von Vorteil, wo die Nachricht einem möglichst großen Kreis zugängig gemacht werden soll, d. i. besonders wichtig für Sicherheits- und Notfälle. Daher wurde auch für die in Atlantic City als einzige festgelegte Frequenz 156,8 MHz, die für Anrufzwecke im internationalen Dienst vorgesehen ist, der Simplexbetrieb vorgeschrieben. Soll der Verkehr aber in das öffentliche Netz weitergeschaltet werden, so ist diese Betriebsart nicht mehr zu verwenden und durch den Duplexbetrieb zu ersetzen.

Von Bedeutung ist nun der Fall, bei dem ein Schiff sowohl Fahrzeugverkehr untereinander wünscht als auch am öffentlichen Dienst teilnehmen soll. Diese Art der Dienstabwicklung setzt die Möglichkeit voraus, daß die Anlagen sowohl im Simplex- als auch im Duplexbetrieb eingesetzt werden können. Technisch gibt es hierbei folgende Möglichkeiten:

1. Verwendung eines kombinierten Gerätes für beide Betriebsarten. Hierbei kann entweder der Sender oder der Empfänger so ausgeführt sein, daß er einen Verkehr auf Frequenzen ermöglicht, die um den Frequenzabstand der Gegensprechkanäle, also 4,5 MHz, nebeneinander liegen können. Gerätetechnisch bedeutet das die Umschaltung der HF-Stufen für den Empfänger bzw. der Schwingungskreise für den Sender. Auch die Antenne muß so breitbandig sein, daß sie diesen Frequenzbereich überbrückt. Da auf der Empfangsseite eine Fehlanpassung nicht so kritisch ist wie auf der Senderseite, ist es evtl. zweckmäßiger, bei der Fahrzeuganlage den Empfänger für den Empfang der Simplex- und Duplexfrequenz auszulegen.

2. Die zweite Lösung liegt in der Verwendung zweier getrennter Geräte nebeneinander. Sie ist wahrscheinlich vorzuziehen, da sie überdies ermöglicht, beide Anlagen nebeneinander einzusetzen und durch Verwendung normaler Typen am wirtschaftlichsten ist.

c) AM und FM nebeneinander

Während für die Region 2 nach Atlantic City, d. s. insbesondere die USA, die Modulationsart FM für den Hafenfunkdienst festgelegt wurde, ist für Europa ein derartiges Abkommen noch nicht getroffen worden. Es wird auch schwierig sein, hier zu einer einheitlichen Lösung zu kommen, da bei den bereits errichteten innerstaatlichen Netzen sowohl AM als auch FM verwendet werden. Diese Schwierigkeiten könnten dann nur noch dadurch überbrückt werden, daß Geräte eingesetzt werden, bei denen die Empfänger sowohl für den Empfang von AM als auch FM ausgelegt worden sind. Diese Lösung scheint auch nach den Unterlagen über die letzte Außerordentliche Funkverwaltungskonferenz in Genf, Herbst 1951, diejenige zu sein, die als die günstigste auf internationaler Ebene angesehen wird, da weder die Befürworter von FM noch von AM gewillt waren, ihr Verfahren aufzugeben.

Technisch hieße es, bei einem FM-Empfänger den Begrenzer und Diskriminator zu überbrücken, um AM-Empfang durchführen zu können, eine nicht allzu schwer

durchzuführende Ergänzung. AM-Empfänger müßten dagegen zusätzlich mit den entsprechenden Einrichtungen versehen werden.

d) Einsatz von Krachsperren

Neben den üblichen Geräuschunterdrückungsschaltungen, bei denen vom Eigenrauschen des Empfängers her eine Sperrspannung abgeleitet wird, die bei Wegfall des Trägers den Empfänger sperrt, sind bei den Fahrzeuganlagen Verfahren im Einsatz, bei denen über den Landsender der Lautsprecher eingeschaltet wird. Ein derartiges, durch die Fa. Telefunken entwickeltes System ist z. Z. in Hamburg im Einsatz. Der normalerweise abgeschaltete Lautsprecher der Fahrzeugstation wird vermittels des Ruftones eingeschaltet. Dieses Verfahren vermeidet den bei Hörempfang bereits geschilderten Nachteil einer dauernden Geräuschbelästigung, ist aber nur bei in sich geschlossenen Netzen verwendbar, also z. B. ungeeignet für den internationalen Dienst.

Auf der Landseite sind ebenfalls nur solche Systeme verwendbar, die mit einer vom Empfängerrauschen unmittelbar hergeleiteten Geräuschunterdrückung ausgestattet sind.

Schrifttum

[1] Multi-Carrier Communication System, Wireless World, Februar 1946, S. 59 bis 61.

[2] A. C. Peterson, Multiple close-spaced channels for mobile radio Bell Laboratories Record, April 1950, S. 153—155.

[3] J. Mohrmann, Der UKW-Hafenfunk und Selektivruf, Schiff und Hafen, Febr. 1952, Heft 2.

Aussprache

Herr Krause: Für den Hamburger Hafen liegt als durchaus aktuelles Problem dasjenige des Lotsenfunks vor, mit dessen Hilfe jeder Hafenlotse während oder nach Erledigung seines Auftrages sich mit der Lotsenstation in Verbindung setzen kann. Solange sich hierfür nicht mit Sicherheit geeignete Geräte auf jedem Fahrzeug befinden, empfiehlt sich hierfür die Mitnahme eines tragbaren Sende/Empfangsgerätes durch den Lotsen. Hierüber laufen z. Z. Versuche im Hamburger Hafen, wobei es sich gegebenenfalls um ein hafeneigenes Betriebsnetz ohne Durchschaltungsmöglichkeit auf das öffentliche Netz handelt. Ferner ist diese Frage der tragbaren UKW-Geräte eine Voraussetzung für den eventuell später einmal erfolgenden Einsatz von Landradarstationen zur Unterstützung der Schiffahrt und hat demnach eine entscheidende Bedeutung.

Vortragender: Der Vortrag sollte nur einen Überblick über die öffentlichen Dienste der DBP und die hier vorliegenden Probleme geben; die Dienste der Wasserstraßenverwaltung wurden nur durch einen kurzen Hinweis erfaßt.

Herr Leithäuser: Wäre es nicht vorteilhafter, im Hinblick auf eventuelle Störungen des Fernsehrundfunks an Stelle des 2-m-Bereiches den 7-m-Bereich für die vorliegenden Dienste zu verwenden, um so mehr, als bei den Versuchen im 2-m-Bereich störende Interferenzen auftraten?

Vortragender: Störungen des Fernsehrundfunks sind nicht zu erwarten, da einmal die Leistung der Landsender nur 50 W beträgt und diese so gebaut sind, daß die Ober- und Nebenwellen weitgehend unterdrückt werden. Andererseits sind die Frequenzen lt. Atlantic City so aufgeteilt, daß die Oberwellen bestimmter Dienste in Frequenzbereiche fallen, die für gleichartige Dienste vorgesehen sind. Außerdem ist für den Hafenfunkdienst der 2-m-Bereich in Atlantic City bereits festgelegt worden; die bei den Rheinfunkversuchen beobachteten Interferenzstörungen im 2-m-Bereich würden auch im 7-m-Bereich auftreten, nur mit kleinerer Frequenz, entsprechend der größeren Wellenlänge.

Herr Baier: Im Hinblick auf die Absicht, UKW-Verbindungen auch auf andere Interessengebiete, so über Land, auszudehnen, ist die Frage nach der geeigneten Wahl der Wellenlänge von Wichtigkeit. Bei einer höheren Frequenz — nach Ausführung von Kronjäger wird die 2 m-Welle verwendet — ist doch die Gefahr der Schwunderscheinungen durch Schattenbildung größer. Aus dem Einsatz im Industriegebiet ist mir bekannt, daß die Sendeantenne nicht die erforderliche Höhe erreichen konnte, um allerorts gute Verständigung zu gewährleisten.

Vortragender: Bei Wahl einer kürzeren Wellenlänge liegen die Interferenzen zwar dichter als bei längeren Wellen, jedoch ist in bebauten Gegenden bzw. überall dort, wo Reflektoren vorhanden sind, das Feld durch die bessere Reflexion der kürzeren Wellen diffus aufgehellt. Die Gefahr der Interferenzstörungen ist daher bei den kürzeren Wellen keineswegs größer als bei den längeren Wellen mit ausgeprägter Schattenbildung. Da weiterhin dichter aufeinanderfolgende Interferenzstellen schneller durchfahren werden, sind die Störungen kurzzeitiger, so daß der Störeffekt vermindert wird. Im übrigen ist es eine Frage der Netzgestaltung, dafür zu sorgen, daß eine optimale Versorgung des beabsichtigten Verkehrsbereiches erzielt wird.

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte 16. Band 1952

VDE-Verlag GmbH., Wuppertal und Berlin-Charlottenburg 4

(Mitteilungen aus dem FTZ)

Neuzeitliche Probleme und Lösungsmöglichkeiten der Amtstechnik öffentlicher Fernschreibdienste

Von **F. Schiweck**

I.

Das Wirtschaftsleben der Gegenwart ist ohne die Fernschreibtechnik nicht mehr denkbar. Neben den zahlreichen Sondernetzen der Eisenbahnverwaltungen, Polizei, Flugsicherungsdienste, Wetterdienste und der Presse sind als Grundpfeiler und integrierende Bestandteile der Telegraphie die öffentlichen Telegraphendienste und die Teilnehmer-Fernschreibdienste (Telex-Dienste) anzusprechen.

In der Deutschen Bundesrepublik hat sich für den letzteren der Begriff „TW-Dienst" eingebürgert, der eine Abkürzung des Ausdrucks **T**eilnehmer-**W**ählfernschreiben ist. Seine Zuverlässigkeit und Bedeutung im Rahmen des kontinentalen sowohl als auch interkontinentalen Fernschreibverkehrs sind von den dazu berufenen Stellen oftmals gewürdigt worden. Die Zahl von gegenwärtig etwa 7500 Teilnehmern ist größer als die des übrigen Europa zusammengenommen und in ihrer stetigen Zunahme ein Beweis für das eben Gesagte.

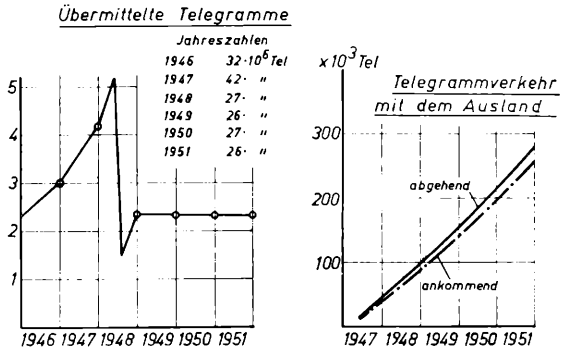


Bild 1 Entwicklung des Telegrammverkehrs in der Deutschen Bundesrepublik

Die in Betracht kommenden europäischen Länder arbeiten im wesentlichen nach Systemen, die dem deutschen entsprechen. In den USA gibt es ein Teilnehmer-Fernschreibnetz mit Handvermittlungseinrichtungen, eine Reihe von Sonder-Fernschreibnetzen und ein Netz, das über Funkbrücken mit den europäischen Telex-Netzen gekoppelt ist. In den übrigen Ländern der Erde ist der Gedanke eines solchen Dienstes erst im Keimen, wenn auch schon hier und dort in ausgeprägter Form (Südamerika, Indien).

Nach wie vor nehmen jedoch vielen negativen Prophezeiungen zum Trotz die allen Staatsbürgern zugänglichen und durch mannigfache Aufgaben gekennzeichneten öffentlichen Telegraphendienste auf der ganzen Erde im nationalen und internationalen Telegrammverkehr eine Sonderstellung ein. Äußere Anlässe und wirtschaftliche Überlegungen der Postverwaltungen haben zu einer intensiven Untersuchung der Probleme und Lösungsmöglichkeiten geführt, welche auf die Verbesserung und Rationalisierung des öffentlichen Telegraphendienstes hinzielen.

II.

Zu einer klaren Erkenntnis der anstehenden Aufgaben gelangt man am leichtesten durch eine Kennzeichnung der Unterschiede zwischen dem Teilnehmer-Fernschreibdienst und dem öffentlichen Telegraphendienst. Die verlockende Tatsache, daß sich beispielsweise beim deutschen TW-Dienst ein Teilnehmer — also eine Endstelle — mit anderen unmittelbar, d. h. ohne Einschalten von Umtelegraphierstellen oder Vermittlungspersonen, verbinden kann, hat den Gedanken nahegebracht, für eine Endlösung etwas Ähnliches auch im öffentlichen Dienst vorzusehen. Beim Vergleich beider Dienste darf jedoch folgendes nicht übersehen werden: Beim TW-Dienst sind — bis auf die Teilnehmerapparate — die technischen Einrichtungen und deren Betrieb eine Sache der Deutschen Bundespost, also der Staatsverwaltung, während der Verkehr der Teilnehmer untereinander privaten, allgemein geschäftlichen Charakter hat, wobei die Auswirkungen entsprechende sind. Im Falle der Verstümmelung von Fernschreiben wird ein Teilnehmer infolge des im allgemeinen nur beschränkten Geschäftskreises leicht solchen Fehlern nachgehen und sie berichtigen können. Der öffentliche Telegraphendienst hingegen ist nach Art und Charakter eine ausschließliche Angelegenheit der Staatsverwaltung. Die Forderungen der Allgemeinheit, darunter vor allem die der Zuverlässigkeit oder Sicherheit, müssen viel weitreichender berücksichtigt werden, so daß eine gewisse Strenge — um nicht zu sagen: Starrheit — des praktischen Dienstes und der technischen Betriebsabwicklung im einzelnen die natürliche Folge ist. Unter den gleichen Voraussetzungen werden die Auswirkungen von Übermittlungsfehlern wesentlich ungünstiger und nachhaltiger sein, weil der Absenderkreis ein ungleich größerer ist als beim TW-Dienst. Ohne eine Kontrolle wird eine Berichtigung sehr schwierig, wenn nicht gar unmöglich, auf jeden Fall aber zeitraubend sein, was mit dem Sinn des Telegramms im Widerspruch steht.

Als Hauptproblem bleibt somit die Forderung, daß jede neue Art der technischen Gestaltung der bisherigen weitgehenden Sicherheit der Telegrammübermittlung Rechnung tragen muß. Nicht zuletzt sind dafür auch internationale Festlegungen für den Telegraphendienst maßgebend.

III.

Der Telegrammverkehr liegt in der Bundesrepublik zur Zeit 120 % über dem Vorkriegsstand. 1951 sind 23 Millionen Telegramme aufgegeben worden. Etwa 70 Millionen

Durchgangstelegramme kennzeichnen die Umtelegraphierarbeit. Die Zahl der Auslandstelegramme nimmt stetig zu. Bild 1 veranschaulicht die Entwicklung des Tel-Verkehrs. Hauptgründe für die Sonderstellung des Tel-Verkehrs sind 1. die Tatsache, daß in den meisten Ländern der Erde das Telegramm vorläufig das einzige schriftliche Schnellnachrichtenmittel ist; 2. die Mannigfaltigkeit des öffentlichen Telegraphendienstes, bei dem die Telegramme nach der Herkunft (Staatstel, Diensttel, Privattel), nach der Abfassung (offene, geheime, gemischte Sprache), nach dem Bewegungsgebiet (Inlandstel, Auslandstel) und nach der dienstlichen Behandlung (gewöhnliche Tel, besondere Tel, wie Blitztel, dring. Tel, Tel des Geldverkehrs, der Presse, des Wetterdienstes, Brieftel) unterschieden werden; 3. die Anerkennung des Telegramms als Urkunde und 4. die staatliche Besonderheit des Telegraphendienstes. Das Telegramm hat außerdem besondere Bedeutung im Verkehr zwischen Ländern, die große Zeitunterschiede haben.

Das Umtelegraphierverfahren einerseits und die Vielgestaltigkeit des Dienstes anderseits, die die Sonderstellung der Telegraphie charakterisiert, begründen hinreichend die Notwendigkeit einer Rationalisierung des öffentlichen Telegraphendienstes.

Dieser ist, wie bereits angedeutet, im allgemeinen eine staatliche Einrichtung. In manchen Ländern, z. B. Amerika (USA), befindet er sich in den Händen von Privatgesellschaften. Daneben gibt es die Form des gemischten Betriebes, wobei gewisse Entfernungsbereiche jeweils von der staatlichen Verwaltung und von Privatgesellschaften betreut werden.

Die ältere Technik wurde den Verkehrsbedürfnissen angepaßt. Schwach belastete Verbindungen wurden mit Morse- und Klopferapparaten, mittelstark belastete mit Hughes-Apparaten und stark belastete mit Baudot- oder Siemens-Schnelltelegraphen betrieben. Die Vielzahl der Apparatsysteme stellte erhebliche Anforderungen nicht nur an das technische Personal, sondern auch an die Bedienungskräfte. Die Entwicklung des Telegraphennetzes vollends wich von dem systematischen und auch theoretisch gestützten Aufbau des Fernsprechnetzes ab und

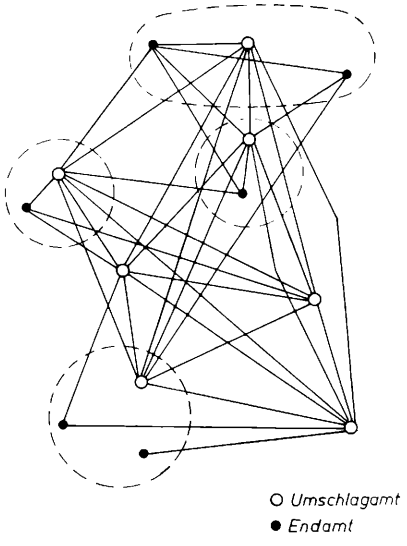


Bild 2 Ältere Form eines Telegraphennetzes

wurde den — oft nur vermeintlichen — Notwendigkeiten angepaßt. Die Folge war eine unwirtschaftliche Fülle von Verbindungen mit einer undurchsichtigen Vermaschung (Bild 2). Auch nach der Einführung der Fernschreibmaschine als Einheitsapparat hatten sich die Verhältnisse in diesem Punkte nicht geändert. Drei-, oft viermalige Umtelegraphierungen waren keine Seltenheit, wodurch sich ein großer Personalaufwand ergab. Kostspielig waren und sind ferner die das Gesicht der Amtstechnik bestimmenden Fördereinrichtungen für das Sammeln, Leiten und Verteilen der Telegramme in mittleren und großen Ämtern. Saalboten müssen u. U. die Technik ersetzen. Der Betriebsdienst verlangt ferner Personal für Aufsicht, Leitarbeiten, Nachforschung, Sammeln und Ablegen übermittelter Telegramme und nicht zuletzt für die verwaltungsmäßige Betreuung der Fernschreibkräfte. Auch die Raumfrage spielt eine wesentliche Rolle. Diese Organisation ist daher infolge der laufenden erheblichen Kosten außerordentlich belastet.

IV.

Die vorstehenden, leider nur als Streiflichter möglichen Ausführungen lassen keinen Zweifel darüber, daß die Amtstechnik als Schwerpunkt des Telegraphendienstes anzusehen ist. Darin ruhen zugleich auch alle wesentlichen

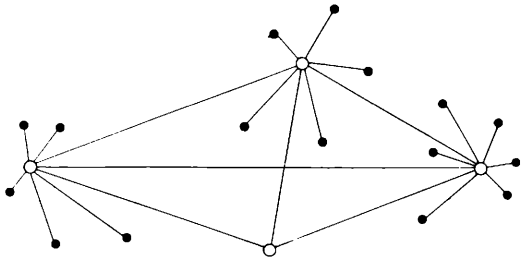


Bild 3 Grundsätzliche Form eines Telegraphen-Verbundnetzes

Probleme, die eine Rationalisierung auf diesem Gebiet zu stellen hat. Daß dabei in erheblichem Maße noch die Netzgestaltung und das Betriebsverfahren eine Rolle spielen, ist natürlich. Wenn die erstrebte Rationalisierung einen durchschlagenden Erfolg haben soll, so muß eine — wie auch immer gestaltete — neue Amtstechnik folgende Aufgaben erfüllen: 1. Anwendung einer Technik, bei der Umtelegraphierungen von Hand vermieden und so beträchtliche Ersparnisse an Personal, das für andere Dienste frei wird, eintreten; weitere Ersparnis durch Wegfall der Fördereinrichtungen; Erreichen einer größeren Sicherheit in der Übermittlung infolge Wegfallens der Umtelegraphierung mit ihren Fehlermöglichkeiten; 2. Beschleunigung der Tel-Übermittlung; 3. Verminderung des Raumbedarfs und der Aufbaukosten für T-Dienststellen; 4. Einschränkung der Verwaltungsarbeit.

Kernproblem der neuen Technik ist die Kopplung der innerstaatlichen Verbindungen untereinander und mit den Auslandsverbindungen. Die gegenwärtig international angewandten Netzformen sind im allgemeinen weder reine Maschen- noch Sternnetze, sondern Verbundnetze (Bild 3). Dies hängt damit zusammen, daß der Tel-Verkehr von vielen kleinen bis zu großen Ämtern mit Apparatzahlen zwischen 1 und 100 oder darüber wahrgenommen wird. Es liegt also nahe und entspricht dem Wirtschaftlichkeitsprinzip, mehrere kleine Ämter an bestimmten Punkten zusammenzufassen (Sternnetz) und nur den großen Zentralämtern ein Maschennetz zuzuordnen, die dann Vermittlungsaufgaben zu erfüllen haben. Nach diesem Grundsatz ist übrigens auch das TW-Netz gestaltet. In einem kleinen Land kann es auch nur ein Zentralamt geben, so daß u. U. ein Sternnetz genügt. In der Deutschen Bundesrepublik sind die Telegraphendienststellen (TDStn), ebenfalls in einem Verbundnetz zusammengefaßt, wobei man zwischen Zentral-TDStn, Haupt-TDStn und End-TDStn unterscheidet (Bild 4). Die beiden ersteren sind Vermittlungsämter. Streng genommen, hört eine T-Verbindung nicht bei den ETDStn auf, wenn die Strecke bis zum Empfänger mitberücksichtigt wird. Dann ist eine ETDSt auch ein Vermittlungsamt. Doch sollen zunächst nur die höheren Netzebenen betrachtet werden. Die ETDSt stellt dabei den wirklichen Endpunkt einer Telegraphenverbindung dar.

Beim jetzigen Stand wird ein Tel im Lauf von ETDSt zu ETDSt im deutschen Netz höchstens zweimal umtelegraphiert (Bild 4). Dafür sind 10 Zentral-TDStn vorhanden, die ein sog. Leitgebiet mit Haupt- und Endstellen beherrschen. Ein Telegramm läuft von der ETDSt unmittelbar oder über eine HTDSt zur ZTDSt, wo es einer Verbindung zugeleitet wird, die in das gewünschte Leit-

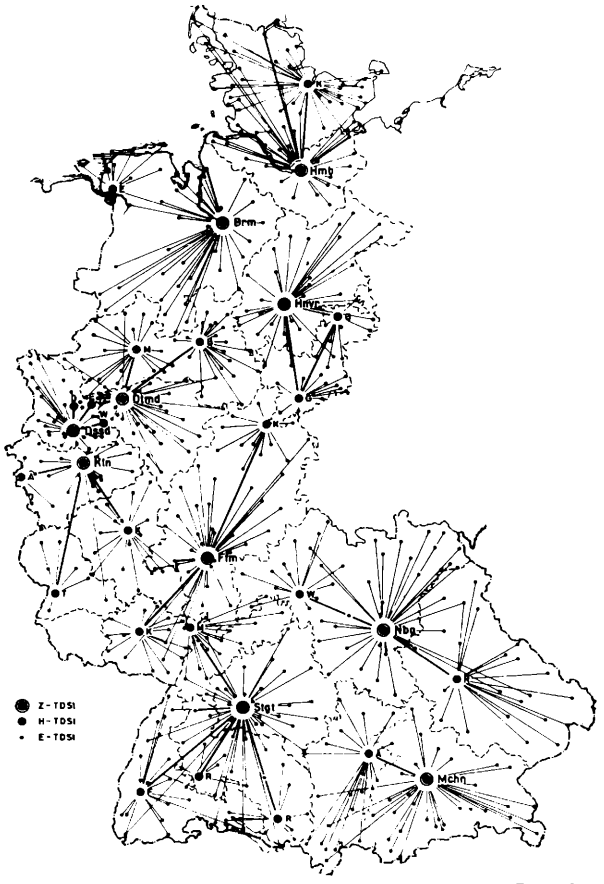


Bild 4 Netz des öffentlichen Telegraphendienstes der Deutschen Bundespost

gebiet führt. Die empfangende ZTDSt hat die Aufgabe, das Tel zu der ETDSt umzutelegraphieren, die für die Zustellung maßgebend ist. Die Umtelegraphierung geschieht von Hand. Näherungsweise ist die Zahl der Fernschreibkräfte proportional der Telegraphierarbeit, d. h. der pro Zeiteinheit bearbeiteten Telegramme. Als laufender Kostenanteil sind diese Personalkosten die größte Belastung des T-Dienstes. Je größer die Zahl der Fernschreibkräfte ist, desto umfangreicher werden die Nebendienste und damit deren Kosten. Soll die Laufzeit der Telegramme im Amt klein sein, so muß die Zeit der Leitarbeit und der Beförderung der Tel von und zu den Apparatplätzen auf ein Minimum gebracht werden. Die Fördereinrichtungen lassen sich nach verschiedenen mechanischen Prinzipien konstruieren. Am häufigsten kommen Flachband- und Hochkantfördereinrichtungen vor. Anschaffungskosten, Raumbedarf und Instandhaltungskosten sind erheblich. Die Fördereinrichtung für eine größere ZTDSt mit etwa 80 Arbeitsplätzen kostet rund 100 000 DM. Die Aufstellungspläne sind verschiedenartig und Gegenstand einer besonderen Entwicklung gewesen, auf die in diesem Rahmen nicht eingegangen werden kann. Der praktische Erfolg solcher Anlagen ist grundsätzlich bemerkenswert. Den mannigfachen Nachteilen steht der große Vorteil gegenüber, daß das sonst in der Vermittlungstechnik berüchtigte „Besetzt-Problem" keine Rolle spielt, weil lediglich kürzere Stauungen am Fernschreibplatz auftreten können. Verkehrsspitzen werden demnach geglättet, und alle bekannten Überlegungen für einen Sofortverkehr entfallen.

V.

Schon eine überschlägliche Untersuchung der Lösungsmöglichkeiten für eine neue Amtstechnik im Sinne der vorhin aufgestellten Forderungen und unter Brücksichtigung bestimmter Betriebsgrundsätze führt auf die Wermittlungstechnik mit elektrischen oder elektrisch-mechanischen Verfahren. Es zeichnet sich ein Weg ab, den bereits die Fernsprechtechnik und neuerdings die Teilnehmer-Wählfernschreibtechnik gegangen ist, und man kommt von einem mehr oder weniger ausgeprägten spekulativen Standpunkt auf die rationalen Gewinngrundsätze des Vermittlungsbetriebes. Die Unterschiede nach 1. handbedienter, 2. halbselbsttätiger und 3. vollselbsttätiger Technik ist auch beim vorliegenden Problem die natürliche. Die in den HTDStn und ZTDStn befindlichen Vermittlungseinrichtungen dienen einerseits zum Zusammenfassen der ETDStn und zu deren Verbindung mit den Ämtern des eigenen sowie anderer Leitgebiete.

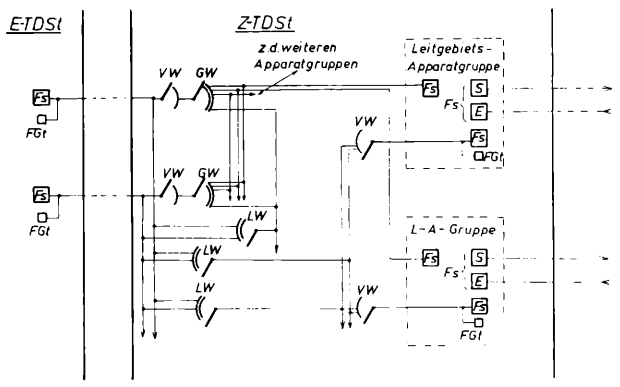
1. Die Handvermittlungstechnik wird zur Zeit für die Zusammenfassung schwach belasteter Leitungen angewendet. Den Vorteilen: Verkehrsverteilung, kein Besetztproblem, Trennungsmöglichkeit zugunsten wichtigerer Verbindungen, gute Ausnutzung der Bündel stehen als Nachteile das zeitraubende fernschriftliche Abfrageverfahren und der noch vorhandene Personalbedarf gegenüber. Die Vermittlungsbeamtin verbindet mit den Fernverbindungsplätzen oder sofort mit einem Amt des eigenen Leitgebiets.

2. Bei der halbselbsttätigen Vermittlungstechnik wählen die Endstellen selbst die Plätze mit den gewünschten Fernleitungen. Die weitere Übermittlung der Tel kann mit Umtelegraphierung oder unter Benutzung von Wählanlagen im Strecken- oder Durchwahlverfahren vor sich gehen. Vorteile sind eine gewisse, u. U. größere Personalersparnis und die Verkürzung der Tel-Laufzeiten in den Ämtern; Nachteil bleibt noch die mindestens einmalige Umtelegraphierung mit entsprechendem Personalbedarf, und es kommt die Behandlung des Problems „Teilnehmer besetzt" hinzu.

3. Bei der vollselbsttätigen Vermittlungstechnik entfällt das für Umtelegraphieren notwendige Personal, die Tel-Laufzeit innerhalb der Strecke ETDSt—ETDSt sinkt auf ein Minimum, Raumbedarf und entspr. Kosten werden geringer; Nachteil ist die größere Bemessung der Bündel (Sofortverkehr), das Problem „Teilnehmer besetzt", der größere Apparataufwand und einige Vermehrung des technischen Personals.

VI.

Eine umfassende Rationalisierung ist nach den vorangegangenen kurzen Charakteristiken nur durch die vollselbsttätige V-Technik gewährleistet, die auch im wesentlichen den nachfolgenden Betrachtungen zugrunde gelegt worden ist. Es kann — und darauf wird später eingegangen — bei der praktischen Durchführung von Vorteil sein, dieses Endziel stufenweise anzusteuern, etwa

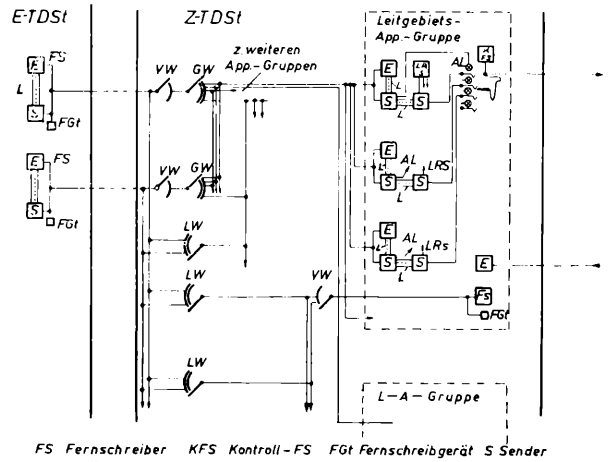


FS Fernschreiber FGt Fernschaltgerät S Sender E Empfänger

Bild 5 Gruppenverfahren in der Telegraphenamtstechnik

über ein halbselbsttätiges Verfahren. In diesem Zusammenhang ist eine systematische Schaltungsentwicklung vom Standbetrieb bis zur Vollautomatik sehr aufschlußreich, weil sich dabei alle denkbaren Möglichkeiten zwangsläufig in diese Linie einordnen.

Der entscheidende Schritt vom Standbetrieb, der zur Zeit vorherrschenden Betriebsart, ist zunächst die Ausschaltung der Förderanlagen und deren Ersatz durch elektrische Mittel (Bild 5). Dazu werden die Aufnahme- und Weitergabeapparate nach Leitgebieten gruppiert und die Endstellen durch Wahl entsprechender Nummern unmittelbar mit den jeweiligen Leitgebiets-Apparatgruppen (L-A-Gruppen) verbunden. Auf den Endstellen befinden



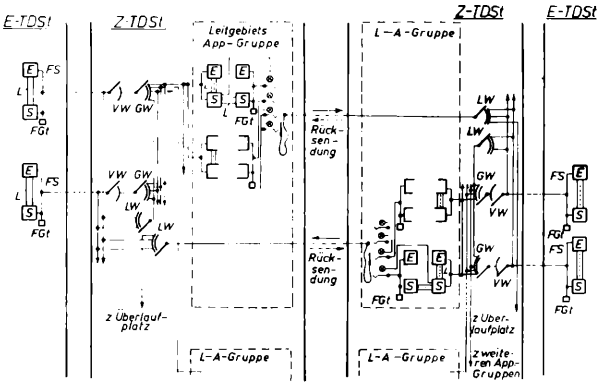
FS Fernschreiber KFS Kontroll-FS FGt Fernschreibgerät S Sender
E Empfänger L Lochstreifen AL Anruflampe LRS Laufnummern-Sender

Bild 6 Zur Erklärung des Lochstreifen-Vermittlungsverfahrens in der Telegraphenamtstechnik

sich Fernschreibmaschinen mit Fernschaltgerät und Verzeichnisse mit den Ämterrufnummern. Der betriebstechnische Fortschritt kennzeichnet sich durch Wegfall der Förderanlagen, etwaiger Saalboten und der Leitstellen im bisherigen Sinne. Eine L-A-Gruppe besteht aus 1 Aufnahmeapparat, 1 Apparat für das Zuschreiben der Tel ins eigene Leitgebiet und 1 Apparat für die Verbindungsleitung zu einer anderen ZTDSt. Die Endstellen können sich durch Wähleinrichtungen verbinden. Der Verkehr zwischen den ZTDStn wickelt sich auf Standverbindungen ab.

Der noch verbleibende Nachteil der Umtelegraphierung von Hand läßt sich durch elektrisch-mechanische Mittel, z. B. Lochstreifengeräte, beseitigen (Bild 6). An Hand dieses grundsätzlich wichtigen Schaltbildes können alle bekannten Lochstreifen-Vermittlungsarten erörtert werden. Einfachste Art ist die „Abreißvermittlung", bei der ein Lochstreifen nach Beendigung der Sendung abgerissen (geschnitten) und in den der Fernleitung zugeordneten Lochstreifensender eingelegt wird. Wesentlich zweckmäßiger, weil fehlerfreier, ist ein dem Bilde entsprechendes Verfahren. Jeder Aufnahmeapparatur ist ein Weitersender zugeordnet. Das Abreißen und Einlegen entfällt. Die Kopplung des Weitersenders mit der Fernleitung kann über Stöpselwähler, Druckknopfwähler oder Schrittschaltwähler vor sich gehen. In Besetztfällen werden die Telegramme weiteren Apparaturen zugeleitet und dabei gespeichert (Durchhängen der Lochstreifen). Würde man auf die Gruppierung verzichten, so müßte mit Doppelspeicherung — auf der Empfangs- und Sendeseite — gearbeitet werden, wenn der glatte Fluß der Tel gewahrt bleiben sollte. Das bedeutet einen großen Apparataufwand, der sich noch dadurch erhöhen kann, daß im Amt die Umtelegraphierung mit besonderen, schneller als gewöhnlich arbeitenden Fernschreib- oder Lochstreifengeräten durchgeführt wird. Schließlich gibt es noch selbsttätig weiterverbindende Lochstreifenverfahren, bei denen dem Text vorangestellte Loch-Wählkombinationen durch verwickelte Umsetzereinrichtungen das Durch- und Weiterschleusen der Telegramme bewirken.

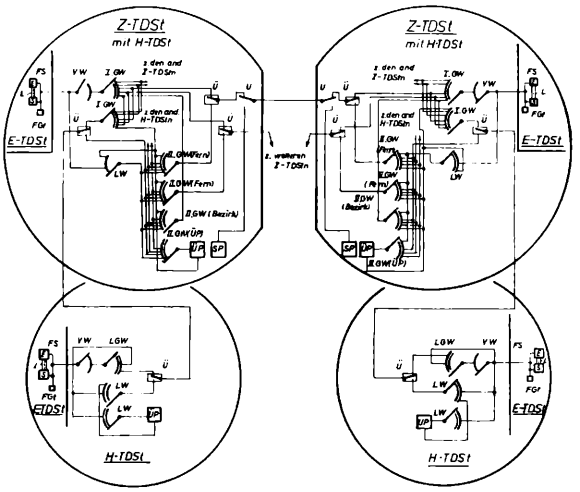
Von diesen Verfahren der Lochstreifenvermittlung wird in Amerika (USA) ausgiebig Gebrauch gemacht. Den komplizierten amerikanischen Teilstreckensystemen mit handbedienter oder vollselbsttätiger Weitervermittlung



S Sender E Empfänger FGt Fernschaltgerät AL Anruflampe L Lochstreifen

Bild 7 Zur Frage der Ausschaltung von Umtelegraphierungen

gegenüber gestattet das Gruppierungssystem mit Wähleinrichtungen eine einfachere Apparattechnik. Grundsätzlich läßt sich das zu großer Vollkommenheit entwickelte amerikanische System auf die hier für Verkehrsausgleich vorgesehenen „Überlaufplätze" zurückführen. Eine vergleichende Untersuchung ergibt, daß es infolge bester Leitungsausnutzung und nicht zuletzt wegen der Schrittentzerrung durch Lochstreifensendung für Weitverbindungen Vorteile aufweist, dagegen beispielsweise für deutsche Verhältnisse unter Berücksichtigung der Staatsbetriebsform und mit wesentlich kürzeren Strecken ungleich besser durch ein auch Sonderfälle erfassendes Wählsystem ersetzt wird, das — um nur ein Beispiel zu nennen — als Nummernscheiben-Wählsystem eine ein-



S Sender E Empfänger L Lochstreifen FGt Fernschaltgerät Ü Übertragung U Umschaltung ÜP Überlaufplatz SP Sonderplatz

Bild 8 Schema für ein vollselbsttätiges Vermittlungsverfahren in der Telegraphenamtstechnik

fachere Technik erfordert als das Lochstreifen-Wählsystem mit äußerst verwickelten Umsetzereinrichtungen. Auf jeden Fall ist mit dem letzteren System die Überlaufmethode unausweichlich verknüpft.

Wendet man jenen Grundsatz an, so ergibt sich als nächster bedeutungsvoller Entwicklungsschritt das Ausschalten einer Umtelegraphierung, indem gemäß Bild 7 beispielsweise aus jeder ZTDSt in abgehender Richtung bis zur gewünschten Endstelle durchgewählt wird.

Die letzte Entwicklungsstufe zeigt Bild 8 mit dem Grundplan für vollselbsttätige Durchwahl von Endstelle zu

Endstelle. Sofern statistische Unterlagen über den Verkehrslauf und -umfang vorhanden sind, bietet die Berechnung der Wählerzahlen und Bündel grundsätzlich keine Schwierigkeiten. Es finden sich anderseits auch schon Ansätze zu einer Systemtheorie für Telegraphennetze.

VII.

Ein gewisser Umfang an Umtelegraphierungen läßt sich nicht vermeiden, und zwar in Verbindung mit der Telegrammaufnahme durch Fernsprecher und Fernschreiber (TW-Dienst) sowie mit der Tel-Übermittlung auf Funkwegen. Eine unmittelbare Kopplung des Draht- und Funkweges kann aus betrieblichen Gründen vorläufig nicht stattfinden, wohl aber läßt sich durch Anwenden der Lochstreifentechnik die Umtelegraphierung beschleunigen. Vielleicht kann dieses für Fernschreibmaschinen so wichtige Verfahren auch auf den für den Funkdienst in betrieblicher Hinsicht noch immer außerordentlich wichtigen Morsebetrieb durch Einsetzen von neuzuentwickelnden Lochstreifenumsetzer-Einrichtungen ausgedehnt werden, wobei gegebenenfalls auch auf andere als rein mechanische Mittel zurückgegriffen werden könnte.

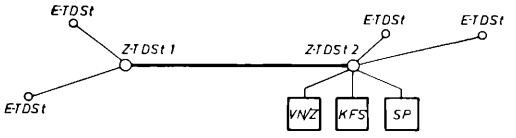
Insgesamt gesehen, dürfte das in Rede stehende Problem weniger ein schaltungstechnisches als vielmehr ein betriebliches sein. Für die praktische Einführung einer neuen Amtstechnik bedürfen dazu noch folgende Fragen oder Aufgaben der Erörterung und Klärung: 1. die Netzgestaltung und Frage der Kopplung mit anderen Netzen, 2. das Problem „Teilnehmer besetzt", 3. das Quittungsverfahren, 4. der Dienstverkehr in Verbindung mit der Telegrammübermittlung, 5. die Einrichtung von Sonderplätzen.

Die Netzgestaltung ist in großem Maße vom Charakter eines Landes oder Staates und den örtlichen Gegebenheiten abhängig. Dänemark z. B. benutzt ein Wählnetz, das mit dem Telexnetz gekoppelt ist. Die Vorbedingungen dazu sind günstig, weil nur ein Zentralamtsbereich versorgt werden muß (Kopenhagen). Dem Vernehmen nach plant Holland ein Wählnetz, in dem die wichtigsten Dienste gekoppelt sind (Telexdienst, öffentlicher Dienst, Polizei u. a.). Auch die Schweiz soll sich mit einem Wählnetz beschäftigen. Diese Kopplung verschiedener Netze dürfte bei kleinen Ländern unproblematisch sein, weil die Betriebsverhältnisse leicht zu übersehen sind. Viel schwieriger ist das Problem in großen Ländern mit ausgedehnten Verbundnetzen. Die Bündelausnutzung wird bei einer Kopplung günstiger. Dagegen spricht die Tatsache, daß die Verkehrsspitzen zusammenfallen und daher die Gefahr besteht, daß ein Dienstzweig durch Leitungsbesetzung benachteiligt wird. Es folgen unvermeidbar die bekannten Dauerwählversuche, und es entstehen Verlustzeiten im Tel-Verkehr, die nicht tragbar sind. Der öffentliche T-Dienst muß außerdem bei politischen und wirtschaftlichen Spannungen oder ähnlichen Fällen für die Zwecke der Staatsführung voll verfügbar bleiben. Das läßt sich bei einem Sondernetz durch technische Maßnahmen (Sonderplätze, Umschalteinrichtungen u. ä.) leichter durchführen. Die Wähleinrichtungen beider Netze räumlich zu binden, erscheint indessen aus Gründen der Instandhaltung zweckmäßig.

Das Problem „Teilnehmer besetzt" beim Wählverkehr hängt im vorliegenden Falle mit dem des „Quittungsverfahrens" zusammen. Im deutschen Dienst erhält bekanntlich jedes Telegramm eine „Laufnummer", die ebenfalls übertragen wird. Sie kennzeichnet den Tel-Weg, ermöglicht Nachforschungen, Rückfragen und ist — kurz gesagt — der Sicherheitsfaktor bei der Übermittlung. Während Überwachung und Verantwortung gegenwärtig bei den ZTDStn, den Schwerpunkten des jetzigen Betriebes, liegen, gehen diese beim Wählverkehr in vollem Umfang auf die Endstellen über. Damit dürfte eine erhebliche Umstellarbeit verbunden sein. Es gibt zwei Möglichkeiten der Tel-Überwachung: Quittung oder Kontrolle. Überflüssig ist die Frage, ob beides wegfallen kann. Es ist weiter eine Frage des Standpunktes, ob man eine Quittung von Hand, in vereinfachter Form (Namengeber o. ä.) oder auf mechanische Art geben soll. Eindeutige Unterlagen für die Berechnung der Leitungsbündel und Wählerzahlen lassen sich nur erlangen, wenn bei der Quittung die Unberechenbarkeit der Person ausgeschaltet wird. Dann wird die Belegungsdauer t eindeutig und eine Rechnung überhaupt erst möglich. Dann ist auch die Lösung des Problems „Teilnehmer besetzt" näher gerückt, weil man die Bemessung der Verbindungselemente in der Hand hat. Die Verkehrsspitze kann durch „Überlaufplätze" abgefangen werden, die zum gegebenen Zeitpunkt, möglichst schnell, die Telegramme weiterübermitteln. Mit dem Überlaufplatz sind wiederum Fragen, wie freie Ansteuerung, selbsttätige Ansteuerung bei „Besetzt" und Ausstattung verbunden.

Für die sendende Stelle ist der Bescheid wichtig, ob das Tel richtig empfangen wurde. Nach dem jetzigen technischen Stand dürfte diese Aufgabe als „mechanisierte Quittung" am zuverlässigsten das „Rücksendeverfahren" erfüllen. Bei diesem wird das Tel als Druck- und Lochstreifen aufgenommen und mittels des letzteren sogleich während des Empfangs oder im Anschluß daran zur Sendestelle zurückgesandt. Die Rücksendung läßt sich auch durch Steuerung von der Sendestelle aus bewirken. Es ist auch eine Teil-Rücksendung möglich. Die Sendestelle weiß, daß das Tel mindestens im Lochstreifen richtig vorliegt. Andernfalls erkennt sie an der Rücksendung etwaige Unregelmäßigkeiten der Übermittlung und kann eine Wiederholung vornehmen. Die Argumentation, daß die Rücksendung des Tel eine übermäßige Belastung des Verbindungsweges darstellt, wird zur Zeit diskutiert. Apparattechnisch ist diese Aufgabe gelöst.

Eine Kontrolle des Telegrammweges ist in verschiedener Weise durchführbar. In jedem Falle ist ein großer Aufwand an verwickelten und teuren Geräten sowie der Einsatz hochwertigen Personals erforderlich, der bei einem stark verzweigten Netz einen Vorteil des Kontrollverfahrens äußerst zweifelhaft erscheinen läßt. An Hand des Bildes 9, das für verschiedene Beispiele genommen werden könnte, kann man ein Kontrollsystem in folgender Weise realisieren: Sobald die anrufende Endstelle die Verbindung hergestellt hat, wird selbsttätig oder durch erzwungene Auslösung durch einen Verbindungs-Nummern- und Zeitgeber die Vollendung des Verbindungsaufbaus durch ein- oder zweiseitige Aussendung der oder den Endstellen angezeigt. Ein dem jeweiligen Leitungswähler zugeordneter Kontrollschreiber (Blattschreiber) nimmt diese Aussendung ebenfalls auf; ebenso werden die Abgabekennzeichen der sendenden Stelle verzeichnet. Es ist damit normalerweise die Übermittlung bis zur Empfangsstelle kontrolliert. Nicht sicher ist, ob die Nachricht tatsächlich empfangen und richtig sowie vollständig aufgezeichnet wird. Bei erkennbarem Fehlempfang — es kann auch überhaupt kein Empfang stattgefunden haben — muß die Empfangsstelle beispielsweise einen Sonderplatz mit der Nachforschung beauftragen können. Für die Telegrammübermittlung bedeutet



VN/Z Automatischer Verbindungsnummern- und Zeitgeber
KFS Kontroll-Fernschreiber SP Sonderplatz
E-TDSt End-Telegraphendienststelle
Z-TDSt Zentral-Telegraphendienststelle

Bild 9 Beispiel für ein Kontrollverfahren bei der Telegrammübermittlung

dies eine nicht tragbare Verzögerung. Man könnte nun zusätzlich Namengeber verwenden, so daß die Betriebsbereitschaft des Apparats erkennbar wäre. Es bliebe nach wie vor der Empfang unsicher. Als weitere Maßnahme wäre ein Kontrollempfang mit Lochstreifen möglich, der gegebenenfalls eine Nachprüfung ermöglichen würde. Alle diese Maßnahmen lassen jedoch den Sender immer noch in Unkenntnis über den Empfang. Der beträchtliche Aufwand läßt sich vermeiden, wenn der Kontroll-Lochstreifen sofort für eine Quittung, z. B. nach dem „Rücksendeverfahren", ausgenutzt wird. Grundsätzlich ist der Aufwand beim Kontrollverfahren ebenfalls eine Frage des Standpunktes, den man einnehmen will. Man könnte auch statt einer zentralen Kontrolle eine Kontrolle von den Endstellen aus vornehmen. Es bleibt jedenfalls die Tatsache bestehen, daß das Kontrollverfahren ein Quittungs- oder Überwachungsverfahren im bisherigen Sinne nicht ersetzen kann. Die vergleichsweise angeführte Anwendung dieses Verfahrens in Amerika ist unter anderen Gesichtspunkten zu betrachten, die z. B. für deutsche Verhältnisse nicht zutreffen. Auch die Signalisierung gewisser Fehler des E-Apparats, wie beim Papier- oder Farbbandvorschub, und deren Ausnutzung für Verbindungstrennen befriedigt in keiner Weise.

Der praktische Dienst verlangt ferner Auskunftsplätze, die neben gewissen dienstlichen Mitteilungen vor allem die Erledigung von Rückfragen, die die Tel-Übermittlung betreffen, ermöglichen müssen. Diese Plätze kann man mit den Überlaufplätzen vereinigen. Etwaige Störungsmeldungen wären auch an dieser Stelle zu bearbeiten. Schließlich sind Sonderplätze erforderlich, an denen in Ausnahmefällen Umschaltungen und Sonderverbindungen vorgenommen oder Überwachungsmaßnahmen durchgeführt werden können.

VIII.

Eine in vorstehendem Sinne mit Wähleinrichtungen im Bereich der Deutschen Bundespost verwirklichte Rationalisierung des öffentlichen Telegraphendienstes würde, wenn die vom Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen veröffentlichten Betriebszahlen einer Erfolgsrechnung zugrunde gelegt werden, eine Ersparnis von einigen Millionen DM pro Jahr ergeben. Dies wird verständlich, wenn man die eingangs erwähnten Zahlen in Betracht zieht, daß 1951 etwa 23 Millionen Tel aufgeliefert und im Durchgang rd. 70 Millionen Tel bearbeitet wurden. Das bedeutet im Durchschnitt eine 1,5malige zusätzliche Umtelegraphierung jedes Telegramms. Es sei der Vollständigkeit halber erwähnt, daß zwar für die Rationalisierung eine größere Zahl von neuen Fernschreibapparaten beschafft werden muß, aber der dafür notwendige Betrag tilgungsfähige Anlagekosten darstellt.

Die Erörterung des Rationalisierungsproblems würde letzten Endes eine unvollständige bleiben, wenn dabei die Verbesserung der Telegrammleitung in den Wirkungsbereich der ETDStn oder entsprechender Amtsstellen unberücksichtigt bliebe. Die Benutzung des Fernsprechers für die Übermittlung von Tel ist höchstens für ganz gering belastete Leitungen angängig. Grundsätzlich ist das Fernsprechen im Zuge einer fernschriftlichen Mitteilung eine Unlogik, etwas Fremdes. Daher ist es notwendig, die dafür in Frage kommenden Verbindungsabschnitte mit geeigneten Telegraphengeräten auszurüsten. Das könnten einfache Fernschreibgeräte, Faksimilegeräte, Telefaxapparate u. ä. sein. Während das Faksimilegerät die Handschrift überträgt, stellt der Telefaxapparat einen vereinfachten Bildtelegraphen dar. Die bei den letzteren vermiedene Verstümmelungsmöglichkeit der Tel erscheint besonders vorteilhaft für die Fälle, in denen keine geübten Fernschreibkräfte zur Verfügung stehen. Es ist denkbar, daß auch gewisse Verbindungen zwischen ETDStn und HTDStn mit solchen Geräten arbeiten könnten. Jedenfalls ist der damit in Amerika erzielte Erfolg zum mindesten bemerkenswert, wenn nicht gar nachahmenswert. Auf dem Gebiet des beweglichen Zustelldienstes wäre kraftfahrtechnisch der vermehrte Einsatz von Motorrädern naheliegend. Der Vorschlag, Telegramme für die Zustellung eigens zu diesem Zweck ausgestatteten und bezirksweise kreisenden Wagen über Funkwege zuzuschreiben, wie es in Amerika erfolgreich geschieht, ist zwar auf den ersten Blick bestechend, jedoch bei genauer Prüfung kostspielig und daher nicht als erfolgreich im Sinne einer Rationalisierung anzusprechen, wenn nicht einfache Geräte eingesetzt und der „Ein-Mann-Betrieb" durchgeführt werden können.

Insgesamt läßt sich feststellen, daß die Entwicklung des öffentlichen Telegraphendienstes noch keineswegs abgeschlossen, sondern im Gegenteil in ein neues Stadium getreten und eine grundlegende Rationalisierung möglich ist.

Aussprache

Einführender: Bei dem von Ihnen geschilderten Übergang vom handbedienten Amt über das halbautomatische zum vollautomatischen Amt verschwinden graduell die Speichereinrichtungen: die Lochstreifensender und -empfänger. Nun hat doch aber an sich das Speichern mit dem Übergang vom Handbetrieb zum automatischen Betrieb nichts zu tun. Denn einerseits ist ein vollautomatischer Betrieb mit Wartezeit denkbar, bei dem Telegramme erst mittels Lochstreifen aufgenommen und erst dann weitergesendet werden, wenn eine Leitung frei ist. Andererseits ist auch umgekehrt ein Handbetrieb ohne Wartezeit denkbar, bei dem nicht gespeichert, sondern durchverbunden wird wie etwa bei einem heute üblichen handbedienten Fernamt der Telephonie.

Warum also koppeln Sie die Speichereinrichtungen (Lochstreifensender und Empfänger) mit dem Handbetrieb?

Vortragender: Es ist grundsätzlich richtig, daß das Speichern nicht notwendig mit dem Übergang vom Hand- zum selbsttätigen Betrieb verbunden ist. Das Speichern steht in diesem Zusammenhang auch nicht im Vordergrund, sondern ist nur Mittel zum Zweck. Die Speicherung in Lochstreifen dient u. a. vor allem dazu, die Telegramm-Laufzeit im Amt zu verkürzen und die Fehlerzahl durch Vermeiden der Umtelegraphierung von Hand niedrig zu halten. Die Aufnahme in Lochstreifen wäre außerdem dann erforderlich, wenn als Quittung das „Rücksendeverfahren" gewählt werden würde. Im vorliegenden Falle ist, wie im Vortrag angedeutet, das Beispiel mit der Lochstreifenkopplung nur als eine Stufe aus einer Reihe von Entwicklungsstufen anzusehen.

Herr Wosnik: Im Vortrag wurde erörtert, ob u. U. das amerikanische „push-button-System" in irgendeiner Weise übernommen werden könnte. Ich habe im vorigen Monat das System zusammen mit dem zuständigen Referenten des Bundespostministeriums, Ministerialrat Dipl.-Ing. Fernau, gesehen. Folgendes ist grundsätzlich zu sagen. Der Weg, den die amerikanische Gesellschaft, die Western Union, zur Lösung des Weitverkehrs beschritten hat, ist typisch aus den amerikanischen Verhältnissen entstanden. Der Fernmeldeverkehr befindet sich in Händen von Privatgesellschaften, wobei öffentliche Telegraphie und Fernsprechnetz in Händen von verschiedenen und scharf miteinander konkurrierenden Gesellschaften sind. Daher ist die Telegraphengesellschaft auf eine Lösung gewiesen worden, die sich nur in ihren Räumen abspielt und — abgesehen von mietweiser Leitungsbenutzung — nichts mit dem Fernsprechnetz zu tun hat.

In 15 miteinander vermaschten Zentralämtern, die in den USA entstehen sollen und die sternförmig die Endämter versorgen, werden die ankommenden Durchgangstelegramme auf Lochstreifen aufgenommen, dann durch Knopfsteuerung dem abgehenden Sender in der Weise zugeleitet, daß wieder Lochstreifensender und -empfänger,

aber mit gleichzeitiger Übertragung aller Impulse je Zeichen dazwischen geschaltet werden; der neue Lochstreifen für die abgehende Leitung wird automatisch angelassen, wenn die Leitung frei wird. Es leuchtet ein, daß eine besondere und nicht einfache Automatik entwickelt werden mußte. Entzerrung, gute Ausnutzung der in den USA ja außergewöhnlich langen Leitungen und technische Unabhängigkeit von der Fernsprechgesellschaft sind gegeben. Das an sich sehr elegante Verfahren ist aber so typisch aus den amerikanischen Verhältnissen herausgewachsen, daß es für uns nicht in Frage kommen wird.

Zum Schluß des Vortrages wurde die Anwendung amerikanischer Deskfax-Geräte bei der Telegrammzustellung in USA erwähnt. Versuchsort ist Baltimore, wo wir ebenfalls Gelegenheit hatten, die Einrichtungen zu sehen. Das Deskfax-Gerät ist ein sehr einfaches Bildtelegraphiegerät, das nur 1/3 eines Springschreibers kostet und ohne Ausbildung betrieben werden kann. Es wird als Nebentelegraph — Verbindung mittelgroßer Telegraphiekunden mit dem Amt — verwendet. Der Sender ist ein einfaches Lichtabtastgerät, während im Empfänger die Schrift punktweise ins Empfangsblatt eingebrannt wird. Dazu erhält das Papier eine Kohleschicht auf der Rückseite, die durch eine aufgespritzte, Aluminium enthaltende Schicht geschützt wird. Bildpunktfrequenz ist 2500 Hz, so daß für die Übertragung jede Fernsprechleitung verwendet werden kann. Außer dem inneren Stadtkern, für den sich das Verfahren nicht lohnt, ist Baltimore in 6 Zustellbezirke eingeteilt, in denen je ein Kraftwagen — PKW mit größerem Aufbau — mit einem Fahrer die Zustellung besorgt. Jeder Bezirk hat einen serienmäßigen UKW-Sender für fahrbare Stationen, jeder Kraftwagen einen serienmäßigen Sende-Empfangssatz, an dessen Empfänger wahlweise das Fernsprech- oder das Deskfax-Gerät geschaltet werden können. In den USA, wo die Benutzung der Telegraphie wegen der großen Entfernungen und der langen Laufzeit von Briefen sich sehr eingebürgert hat und wo die Stadtbevölkerung viel weitläufiger wohnt als bei uns, kann das Verfahren, wie das erste Beispiel auch schon zu zeigen scheint, nicht nur wirtschaftlich sein, sondern bringt auch eine erhebliche Zeitersparnis bei der Zustellung — die Kraftwagen bleiben den ganzen Tag in ihren Bezirken —, was bei dem strukturellen Kampf gegen Ferngespräch und Luftpost nicht zu unterschätzen ist. Es ist durchaus denkbar, daß auch wir in Deutschland die Frage prüfen müßten, ob sich solch ein System der Zustellung auch für uns lohnen würde.

V o r t r a g e n d e r : Es ist hier eben noch eine Frage an mich gestellt worden, deren Beantwortung vielleicht als Ergänzung nützlich ist. Bei den angeführten Bild-Telegraphie-Empfängern wird mit einem Frequenzband gearbeitet, das innerhalb des Fernsprechbandes liegt, so daß diese Geräte unmittelbar auf Fernsprecheinrichtungen geschaltet werden können. Es ist also nicht so, daß ein breiteres Frequenzband gebraucht wird, als das normalerweise für den Fernsprechverkehr übliche. Deshalb lassen sich dafür auch kommerzielle Funksprechgeräte und gegebenenfalls auch kommerzielle fahrbare Funkstationen einsetzen.

Sonderdruck aus „HOLZ als Roh- und Werkstoff", Bd. 11 (1953), S. 50–54.

Springer-Verlag, Berlin · Göttingen · Heidelberg.

Prüfung der Sublimateindringung bei der Holzimprägnierung mit Röntgenstrahlen und künstlich-radioaktivem Quecksilber.

Von **Otto Peter.**

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt.

Methoden der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung wurden auf die Untersuchung der Eindringung von Holzimprägnierungsmitteln angewandt. Bei Benutzung dieser modernen Methoden bei einem altbekannten und oft untersuchten Imprägnierverfahren zeigt sich, inwieweit sie neue Erkenntnisse vermitteln können und wie groß der Aufwand ist, der dafür benötigt wird.

A. Röntgenstrahlen.

Zum Nachweis bohrender Insekten im Holz wurden Röntgenstrahlen schon erfolgreich eingesetzt (1), wobei diese Untersuchungsart bei wiederholten Aufnahmen die Leistung der Holzzerstörer aufzeigt. Zur Prüfung der Zerstörung der Erd-Luft-Zone von Telegraphenmasten diente ferner ein einfacher Röntgenapparat, für den der Motor des Kraftwagens die Energie lieferte (2). Bei gesundem Holz sind die Jahresringe genau zu unterscheiden, während größere Fäulnisstellen erkennbar werden.

Wenn wir eine Holzscheibe mit weichen Röntgenstrahlen von etwa 35 kV durchleuchten, so sehen wir die verschiedene Durchlässigkeit von Früh- und Spätholz, wobei Spätholz stärker absorbiert als Frühholz. Die Messung der Lichtdurchlässigkeit, die Photometrierung eines solchen Röntgenfilms entlang einem Radius der Holzscheibe zeigt uns die Wachstumsbreiten der einzelnen Jahresringe exakt (vgl. Bild 4 und 6). Diese Methode ist sicher zur Untersuchung von Wachstumsfolgen sehr geeignet. In Bild 1 sehen wir die Röntgenaufnahme einer 8 mm dicken Fichtescheibe, deren eine Hälfte (S) 68 h lang in einer bei der normalen Kyanisierung verwendeten Imprägnierlösung mit 0,66% Quecksilberchlorid, $HgCl_2$, sogenanntes Sublimat getränkt wurde, während die andere Hälfte (W) in Wasser lag. Wir erkennen die Absorption des aufgenommenen Sublimats einigermaßen gleichmäßig über den ganzen Querschnitt. Um zu quantitativen Aussagen zu kommen, haben wir uns durch Tränken von Filtrierpapier mit Sublimat und Auswiegen desselben Sublimatschichten mit bekanntem Flächengewicht hergestellt. Diese getränkten Papierstreifen haben wir in treppenförmig wachsenden Dicken auf die nicht getränkte Holzscheibe gelegt und eine Röntgenaufnahme gemacht. Durch Photometrieren der gleichen Jahresringe auf der getränkten Hälfte S und der nicht getränkten Hälfte W mit aufgelegter Sublimattreppe konnten wir Aussagen machen über die im Holz aufgenommene Sublimatmenge. Die natürliche Schwankungsbreite der Substanz Holz in der Absorption der Röntgenstrahlen sowie die Tatsache, daß man in der Praxis ja nie eine nicht imprägnierte Vergleichshälfte desselben Stammes zur Verfügung hat, ergaben, daß die Röntgendurchleuchtung keine quantitativ genaueren Aussagen zuläßt als die chemischen Methoden. Dagegen zeigen die

Bild 1. Röntgenbild einer Fichtescheibe, deren Hälfte S in Sublimat getränkt war.

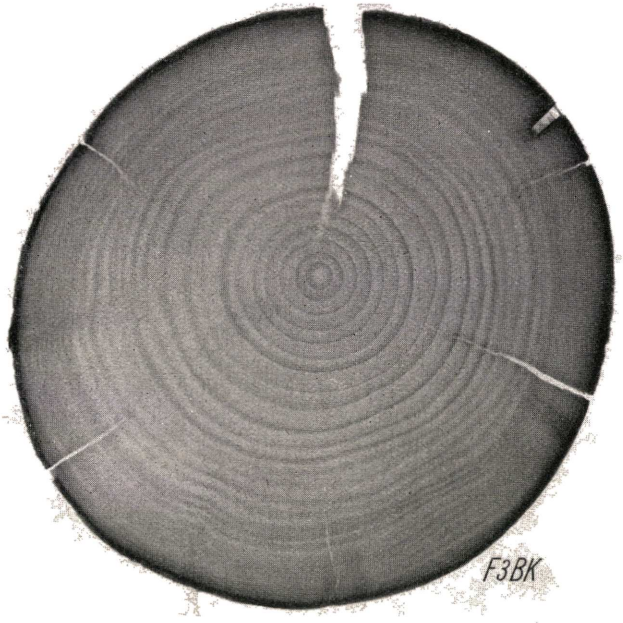


Bild 2. Röntgenbild einer Scheibe kyanisierter Fichte.

Röntgenbilder eine Feinverteilung, eine Struktur der Imprägnierung, wie sie die Analyse nicht geben kann.

Wir haben Fichtenholzabschnitte von 26 cm Länge und 16 cm Durchmesser an den Enden mit Cohäsan abgedichtet und nach Postvorschrift 10 Tage in 0,66%iger Sublimatlösung imprägniert (3). Bild 2 zeigt die Röntgenaufnahme einer 12 mm dicken Scheibe aus der Mitte des imprägnierten Abschnitts. Wir sehen die starke Absorption des schmalen Sublimatringes, erkennen aber auch einzelne Fäden sehr hoher Quecksilberkonzentration, welche wir Hg-Depots nennen. Bild 3 bringt die Randzone etwas vergrößert. Die Hg-Depots haben einen Durchmesser von etwa 0,1 mm und verlaufen meist etwa parallel zur Stammachse. Sie haben eine Länge von einigen mm bis mehreren cm, wie Röntgenaufnahmen von Tangentialschnitten gezeigt haben. Wir bringen die Bildung dieser Hg-Depots in Zusammenhang mit der Erscheinung der Überaufnahme (Abnahme der Sublimatkonzentration bei der Imprägnierung), denn beim Imprägnieren unter Kochsalzzusatz fanden wir keine Depots und stellten, wie schon andere Forscher auch, keine Überaufnahme fest. Die Kiefer bildet ebenfalls ganz ähnliche Hg-Depots wie die Fichte. Wir können jetzt die bei quantitativen Bestimmungen von Sandermann (4) eindeutig festgestellte gelegentliche Zunahme der Sublimatkonzentration nach innen verstehen, ohne Sprünge im Holz annehmen zu müssen. Auch Schwalbe (5) fand bei chemischen Bestimmungen des Sub-

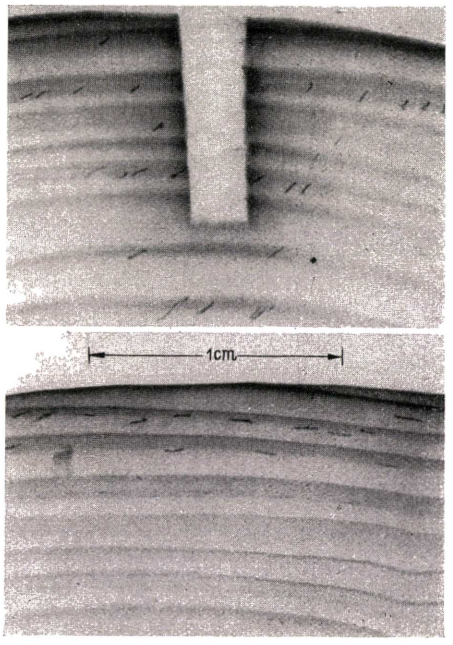


Bild 3. Vergrößerte Randzonen einer Röntgenaufnahme kyanisierter Fichte (Hg-Depots).

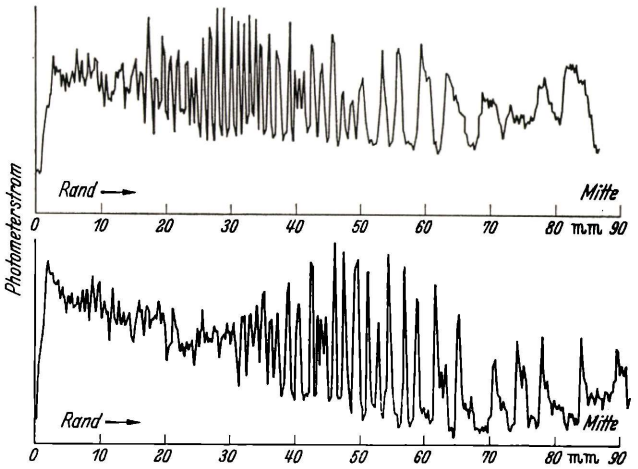


Bild 4. Fotometerkurven von Röntgenaufnahmen nicht imprägnierter Fichte. (Hirnscheibe, 10 mm dick.)

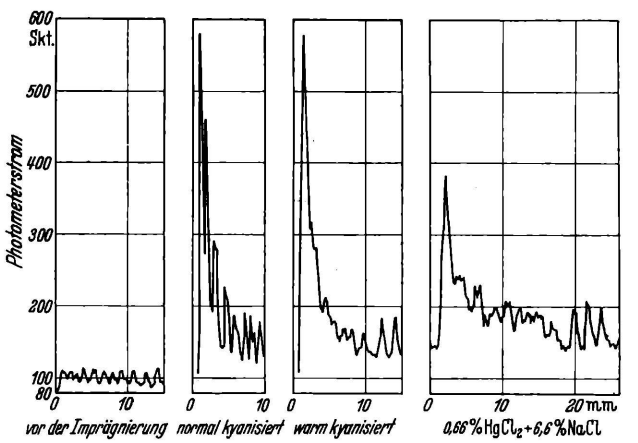


Bild 5. Fotometerkurven der Randzonen von Röntgenaufnahmen verschieden imprägnierter Fichte.

limatgehalts, „daß z. T. die Werte sehr schlecht übereinstimmen, was jedoch keinesfalls ungenaue Analysen bedeutet, sondern eine ungleichmäßige Verteilung der Giftstoffe im Holzkörper". Die Röntgenaufnahmen haben diese Vermutung also bestätigt und uns die Hg-Depots aufgezeigt.

In Bild 4 sehen wir Photometerkurven von Röntgenaufnahmen nicht imprägnierter Fichte entlang einem Radius einer Querscheibe. Die Zacken nach oben zeigen hohen Photometerstrom, also geringe Schwärzung des Röntgenfilms, d. h. größere Absorption der Röntgenstrahlen hier durch Spätholz — sonst zusätzlich durch Sublimat. Wir sehen, wie verschieden sich die Randzone und der Splint links auf der Photometrierung des Röntgenbildes zeigen kann, auch wenn es sich wie bei diesen beiden Kurven um dieselbe Holzscheibe in zwei verschiedenen Richtungen handelt. Man muß also bei der Deutung imprägnierter Scheiben sehr zurückhaltend sein. In Bild 5 haben wir Photometerkurven von Röntgenaufnahmen verschieden behandelter Fichte zusammengestellt:

a) vor der Imprägnierung, die Höhenlage der Kurve ist natürlich von der Belichtungszeit abhängig;

b) normal kyanisiert, wir sehen die starke Absorption des Sublimats dem Kurvenzug von Früh- und Spätholz überlagert;

c) warm kyanisiert, 24 h bei 40° C und 120 h normal (3). Der Ausgleich der Jahresringe in der Absorption zeigt, daß hier das Frühholz wesentlich mehr Sublimat aufgenommen hat als das Spätholz;

d) Zusatz von 6,6% Kochsalz (4) zeigt in der äußeren Randzone kleineren Sublimatgehalt als sonst.

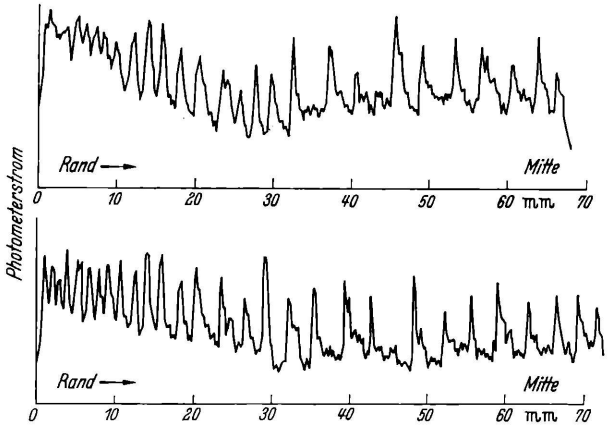


Bild 6. Fotometerkurven von Röntgenaufnahmen nicht imprägnierter Kiefer (Hirnscheibe, 10 mm dick).

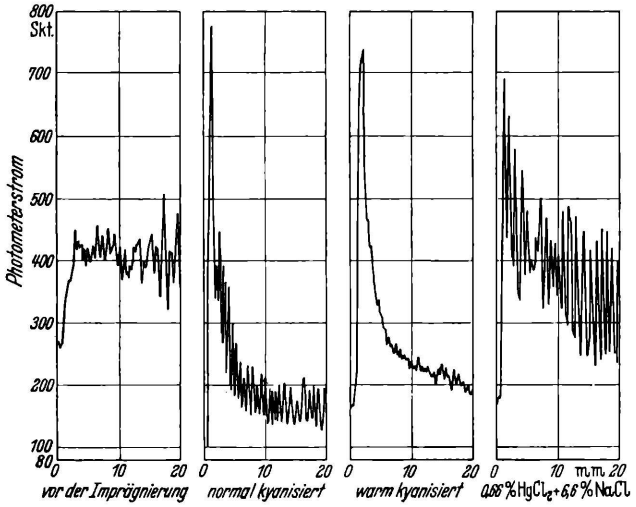


Bild 7. Fotometerkurven der Randzonen von Röntgenaufnahmen verschieden imprägnierter Kiefer.

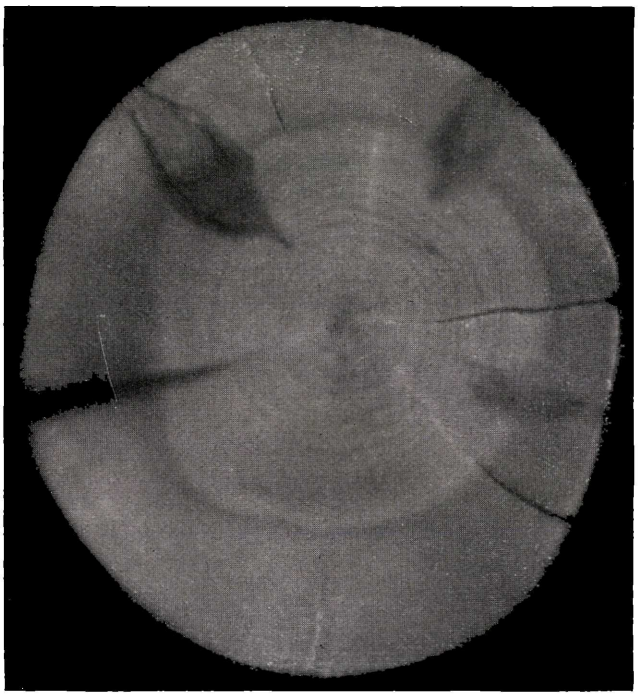


Bild 8. Autoradiographie einer Kiefernscheibe, die in radioaktiver Sublimatlösung getränkt war (Hirneindringung).

Eine genaue Grenze der Eindringtiefe können wir, wie oben schon angedeutet, im Röntgenbild nicht treffen, da Holz nicht homogen ist. Die entsprechenden Verhältnisse bei der Kiefer gibt uns Bild 6 vor der Imprägnierung und Bild 7 verschieden imprägniert. Auch die Kiefer zeigt eine größere Sublimataufnahme des Frühholzes bei der warmen Kyanisierung, wie viele Photometerkurven einheitlich zeigen. Eine Verschmierung durch das Zersägen kann hierbei keine Rolle spielen, da diese nur etwa 1‰ der 10 mm dicken Probescheibe ausmachen könnte.

B. Radioaktiv.

Wir haben dann strahlendes Sublimat verwendet, da dieses seinen Standort selbst meldet. Sublimat wurde im Atommeiler von Harwell in England mit Neutronen bestrahlt, wobei später in der Hauptsache das Hg-Isotop der Masse 203 für uns wirksam war. Dieses sendet Elektronen mit einer maximalen Energie von 0,2 MeV (Millionen-Elektronen-Volt) aus, deren Intensität nach jeweils 43,5 Tagen auf die Hälfte fällt (Halbwertszeit). Bis zum Zeitpunkt des Zerfalls benimmt sich dieses radioaktive Sublimat genau wie das stabile — nach seinem Zerfall stört es uns nicht mehr. Tränken wir eine 11 mm dicke Kiefernscheibe in 0,66%iger Sublimatlösung mit radioaktivem Sublimatanteil, so erhalten wir durch Hirneindringung eine Sublimatverteilung wie Bild 8 zeigt. Solche Aufnahmen, sogenannte Autoradiographien, entstehen durch Auflegen der Holzscheibe auf den Röntgenfilm, wobei die vom radioaktiven Hg ausgesandten Elektronen den Film schwärzen. Die Holzdicke, welche die Strahlungsintensität als Absorber halbiert, beträgt 0,4 mm Holz (Halbwertsdicke). Infolgedessen konnten wir einigermaßen scharfe Autoradiographien erhalten, ohne Dünnschliffe zu verwenden. Wir erhalten damit auf sehr einfache Weise eine Übersicht über die Konzentrationsverteilung im ganzen Querschnitt und sehen, daß in diesem Falle der Kern mehr Sublimat gebunden hat als der Splint, daß aber die Grenzzone zwischen Kern und Splint am meisten aufgenommen hat, ein Hinweis dafür, daß diese Grenzzone sich chemisch oder strukturell unterscheidet. Die Jahresringe erscheinen besonders

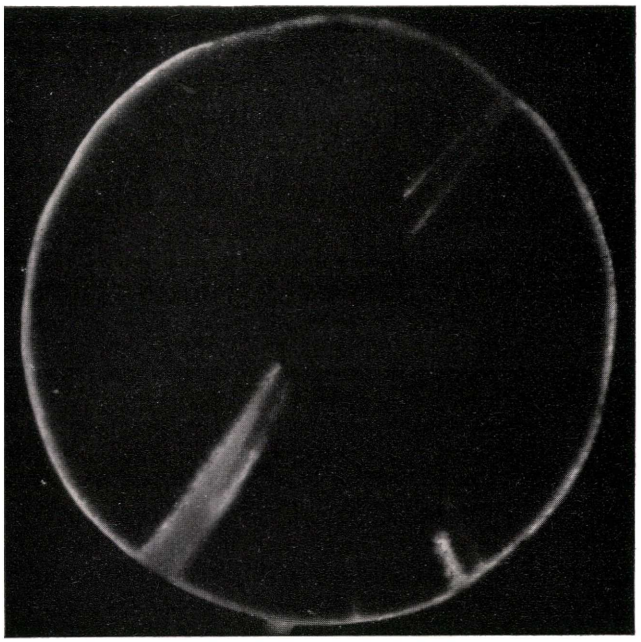


Bild 9. Autoradiographie einer radioaktiv kyanisierten Fichte.

im Kern sehr klar, wobei das Spätholz weniger Hg enthält als das Frühholz. Äste zeichnen sich gut ab, ihre harzige Umgebung hat kein Hg aufgenommen. Bisher wurde erst eine Autoradiographie von imprägniertem Holz veröffentlicht, welche die Verteilung von Strontiumchlorid im Holz zeigt (6). Wir glauben aber, daß die radioaktive Methode noch ein großes Betätigungsfeld vor sich hat.

Bild 9 zeigt die Autoradiographie einer normal imprägnierten Fichte, also einer Probescheibe aus der Mitte eines Abschnittes, der an den Enden abgedichtet war. Die Scheibe wurde für die Herstellung der Autoradiographie mit einem eng anliegenden 2 mm dicken Bleireifen umgeben, um die Strahlenwirkung nach außen abzuschirmen und die Holzgrenze deutlich zu markieren. Die Wirkung dieses Bleireifens erkennt man an der 6 mm breit offen gelassenen Stelle. (Am unteren Bildrand deutlich zu erkennen.) So verstehen wir auch die Überstrahlung des 1 cm breiten Spaltes im Holz. Das Bild zeigt anschaulich die sehr schmale geschützte Randzone, wie aus den mit Ammoniumsulfid behandelten Scheiben bekannt, läßt aber darüber hinaus noch Aussagen zu über die Konzentrationsverhältnisse in dieser Randzone. Wenn wir den Film photometrieren, erhalten wir Bild 10, wobei Sprünge im Holz, Hg-Depots oder andere bevorzugte Stellen vermieden werden können, da diese sich im Gegensatz zu bisher benützten Verfahren klar abzeichnen. Der Abfall der Hg-Konzentration nach innen ist bereits vom Rand an exponentiell, wie wir besonders bei der logarithmischen Darstellung rechts erkennen. Die Parallele durch 100 ergäbe uns für beliebige Tiefe die Konzentration in % der Randkonzentration. Bei Berücksichtigung der nicht genau bekannten Schwärzungskurve des Röntgenfilms würde der Abfall noch etwas steiler sein. Wir haben dann an 5 mm dicken Holzproben normal imprägnierter Fichte Messungen mit dem Geiger-Müller-Zählrohr gemacht und dabei in 5 mm Tiefe 9,3% der Randaktivität, in 10 mm Tiefe 1% derselben gemessen. Um die Strahlung tiefer liegender Schichten zu eliminieren, wurde der Mittelwert der höheren Aktivität des äußeren Klötzchens und der niedrigeren des inneren an derselben Schnittfläche genommen. Die Halbwertstiefe des Konzentrationsabfalls, d. i. diejenige Holzdicke, nach der die Sublimatkonzentration jeweils auf den halben Wert gesunken ist, beträgt in diesem Fall wie in Bild 10 ebenfalls 1,5 mm. Sandermann (4) gibt die Eindringtiefe bei normal kyanisierter Fichte mit 15 mm an, doch zeigen seine quantitativen Werte, daß in diesen Tiefen der Grenzwert von 0,1% Sublimat längst unterschritten ist. Seine Werte ergeben ebenfalls einen exponentiellen Abfall nach innen mit einer Halbwertstiefe von 1,9 mm. Es wäre sicher zweckmäßig, allgemein von der „Grenzwerttiefe" zu sprechen, die nach den Zahlen von Sandermann bei 9 mm liegt. Die mykologischen Prüfungen von Liese (7) ergaben ebenfalls bei Fichte nie tieferen Schutz als 1 cm. Neue Messungen von Theden (8) ergaben für mehrere Pilzarten die verschiedenen Grenzwerte. Die oben nachgewiesene ungleichmäßige Verteilung des Sublimats im Holz erklärt gewisse Schwankungsbreiten.

Wir haben dann Fichte unter 6,6% Kochsalzzusatz zur 0,66%igen Sublimatlösung imprägniert, doch gab uns nur die Photometrierung der Autoradiographie einen unerheblichen Unterschied — das Auge sieht keinen, so daß wir uns diese Abbildung sparen können. Dagegen brachte die Komplexsalzbildung mit NaCl bei der Kiefer eine beachtliche Vergrößerung der Eindringtiefe von 8 auf 25 mm. Bild 11 zeigt die Autoradiographie der mit NaCl-Zusatz imprägnierten Kiefer. Das Schutzmittel ist auch abgesehen von Sprüngen im Holz nicht gleichmäßig verteilt, sondern stößt in einzelnen Nasen ins Holz vor, wobei innen noch Früh- und Spätholz verschieden bedacht sind, so daß sich die Jahresringe in 1 bis 2 cm Tiefe durch den wechselnden Sublimatgehalt einigermaßen abbilden.

Während also die Sublimatkonzentration bei Fichte einen steilen exponentiellen Abfall nach innen zeigt, haben wir bei Kiefer, mit Kochsalzzusatz imprägniert, einen viel flacheren Abfall bis zu einem plötzlichen Ende.

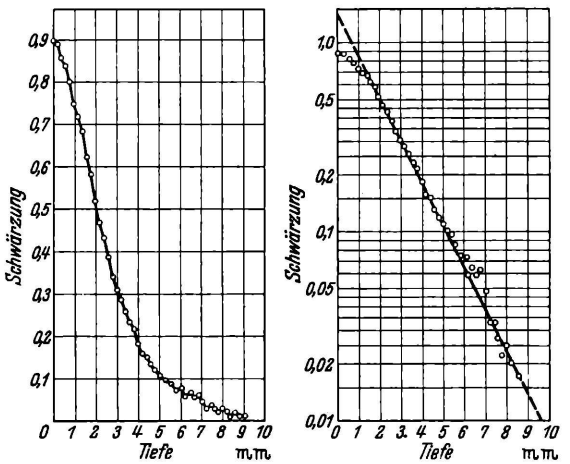


Bild 10. Fotometerkurve einer Autoradiographie kyanisierter Fichte. Rechts Ordinate logarithmisch.

Die Auswässerung kyanisierter Hölzer gestaltet sich sehr einfach, wenn man radioaktives Sublimat verwendet hat. Man kann hier ein und dieselbe Holzprobe am Zählrohr messen, wässern, wieder messen usw. Die Strahlung der nassen Proben ist wegen der Absorption durch das Wasser kleiner als die der trockenen. Ein typisches Zahlenbeispiel einer normal-kyanisierten Fichte sieht so aus:

Probe trocken: 715 T/min (Aktivität); (T = Teilchen)
Probe naß: 225 T/min

Stunden in fl. Wasser	1,1	2,6	5,6	21,6	45,8	52,3	92,9
naß, Aktivität T/min	187	152	140	136	113	108	93
% (von 225 T/min)	84	67	62	60	50	48	41

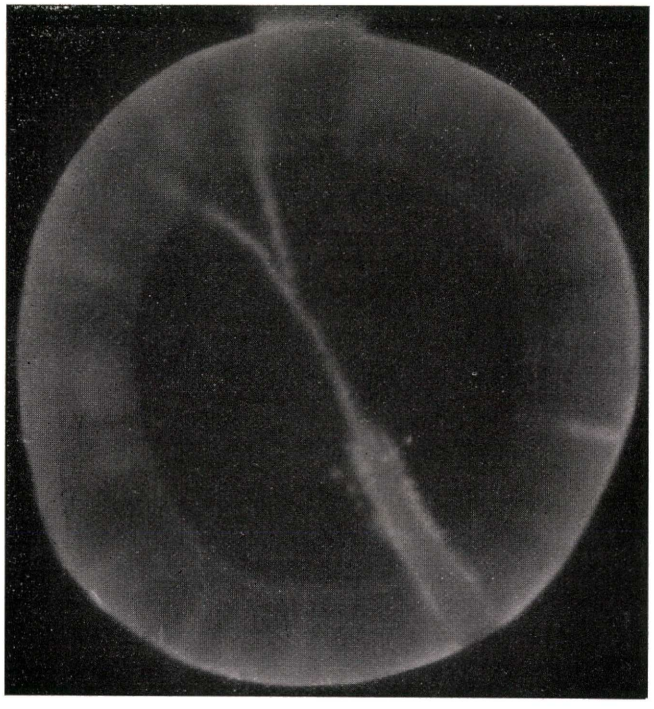


Bild 11. Autoradiographie einer Kiefer, radioaktiv kyanisiert unter Kochsalzzusatz.

Nach 92,9 h Wässerung hatte die nasse Probe noch 41% des Bezugswertes von 225 T/min. Die Probe wurde dann getrocknet und gemessen zu 308 T/min oder 43% des Anfangswertes von 715 T/min, was als Übereinstimmung gelten kann. Alle kyanisierten Holzproben zeigten zwei Anteile, wobei Fichte normalimprägniert in steilem Abfall nach 2,5 h in fließendem Wasser noch 65% festhielt, um dann langsam in 100 h auf 40 bis 45% zurückzugehen. Die mit der komplexen Kochsalz-Sublimatlösung imprägnierte Fichte zeigte gleiches Verhalten — die Eindringtiefe war ja auch kaum verändert. Kiefer, mit NaCl-Zusatz imprägniert, behielt nach 2,5 h noch 75%, um dann in 100 h gleichmäßig auf 60% zu gehen. Eine Verschlechterung der Fixierung durch Kochsalz findet also erstaunlicherweise nicht statt. Die im Schrifttum (3, S. 452) angegebene Auswaschbarkeit des Sublimats (wochenlang in täglich gewechseltem Wasser) von 5% ist nach unseren Messungen zu klein und würde auf etwa 50% kommen. Dieser Wert erscheint auch verträglicher mit den mykologischen Prüfungen von Theden (9), wo ein Durchschnittswert der Auswaschbarkeit von knapp 2 aus 12 Versuchsreihen gebildet werden kann. Nach dem von uns gefundenen verhältnismäßig steilen Abfall zu Beginn der Wässerung ist die Definition des Anfangswertes, also die Wässerungszeit anschließend an die Kyanisierung ausschlaggebend.

Um eine oft vermutete Flüchtigkeit des Sublimats zu prüfen, haben wir radioaktiv markierte Proben im Ofen geheizt. Bis 80° C blieben die Verluste gering. Bei 100° C ging die Aktivität in 20 bis 30 h auf 50% zurück. Dabei brachte die Belichtung der einen Seite keinen Unterschied gegenüber der unbelichteten. Theden und Becker (10) haben bei Sublimat eine Fernwirkung mykologisch festgestellt. Wie metallisches Quecksilber ergaben auch mit 5%iger Sublimatlösung vollgetränkte Holzproben in 4 Wochen bei Zimmertemperatur eine Schädigung der Pilzkultur ihrer Umgebung. Die radioaktive Methode könnte hier zu quantitativen Ergebnissen führen.

Für die freundliche Beratung als Holzfachmann möchte ich Herrn Dipl. Ing. K. Machens herzlich danken.

Zusammenfassung.

Die Röntgenuntersuchung normalkyanisierter Fichten und Kiefern zeigt außer dem bekannten, nach dem Stamminneren steil abfallenden Sublimatgehalt in der Randzone einzelne Fäden von sehr großer Sublimatkonzentration, die bei einem Durchmesser von etwa 0,1 mm parallel zur Stammachse mehrere cm lang sein können. Wir bringen diese Quecksilberdepots in Zusammenhang mit der Erscheinung der sogenannten Überaufnahme. Bei 6,6%igem NaCl-Zusatz zur 0,66%igen Sublimatlösung wurde weder Überaufnahme noch Depotbildung beobachtet. Beim „Warmverfahren" (24 h auf 40° C und 120 h normal) nimmt das Frühholz mehr Sublimat auf als das Spätholz. Durch Zusatz von künstlich radioaktivem Quecksilber der Masse 203 in Form von $^{203}HgCl_2$ zur Imprägnierlösung konnten prägnante Autoradiographien hergestellt werden, die durch Photometrierung ausgewertet wurden. Sie ergaben bei Fichte einen exponentiellen Konzentrationsabfall nach dem Stamminneren. Mit NaCl-Zusatz wurde die Eindringtiefe bei Fichte kaum verändert, bei Kiefer beachtlich vergrößert. Radioaktiv dotierte Holzproben sind für Auswaschversuche sehr geeignet. Die gute Fixierung blieb auch bei NaCl-Zusatz erhalten.

Schrifttum.

1. Fisher, R. C. und H. S. Tasker: Annals of Applied Biology, Bd. 27 (1940), S. 92/100. — 2. Holz als Roh- und Werkstoff, Bd. 3 (1940), S. 433. — 3. Verschiedene Imprägnierverfahren siehe: Mahlke-Troschel-Liese, „Holzkonservierung", 3. Aufl., Berlin 1950, Springer-Verlag. — 4. Sandermann, W., E. Schärfe und O. Froede: Holz als Roh- und Werkstoff, Bd. 9 (1951), S. 186/190. — 5. Schwalbe, C. G.: ETZ, Bd. 52 (1931), S. 731/735. — 6. Campbell, L. H., L. R. Snoke und J. D. Struthers: Bell Lab. Rec. (1950), S. 249/251. — 7. Liese: ETZ, Bd. 53 (1932), S. 1074/1076. — 8. Theden, G.: Holzforschung, Bd. 6 (1952), S. 1/6. — 9. Theden, G.: Elektr.-Wirtsch., Bd. 50 (1951), S. 59/62. — 10. Theden, G., und G. Becker: Holzforschung, Bd. 6 (1952), S. 9/12.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 1, JANUAR 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Übertragungswerte für Richtfunk-PPM-Systeme

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **P. Barkow** †, Darmstadt

Mit 4 Bildern und 9 Tafeln

DK 621.396.5

Erste Entwicklungsmuster von Richtfunk-PPM-Systemen deutscher Firmen sind von der DBP untersucht und im Versuchsbetrieb erprobt worden. Über die weitgehend den TF-Systemen angeglichenen Übertragungswerte, die den Pflichtwerten zugrunde liegen, wird berichtet.

The first samples of directed PPM-systems developed by German firms have been examined and tested under working conditions by the German Federal Administration for Posts and Telecommunications. A report is given on the transmission performance ratings which are on the basis of the specified values and are largely adapted to the standards of the carrier frequency systems.

Les premiers modèles de systèmes PPM à utiliser en exploitation à ondes dirigées développés par des établissements allemands ont été examinés et expérimentés pratiquement par l'Administration fédérale des PTT allemande. Un rapport est donné sur les valeurs de transmission qui sont à la base des valeurs spécifées et ont été adaptées dans une large mesure aux systèmes de fréquences à courant porteur.

I. Allgemeines

Nachdem im vergangenen Jahre die Ergebnisse der ersten Messungen und Streckenerprobungen an den Entwicklungsmustern der Firmen Siemens und Telefunken vorlagen, konnten Übertragungs- und Pflichtwerte für Serienfertigungen aufgestellt werden. Zuverlässige Übertragungswerte bilden die Voraussetzung, um entsprechend den bekannten und bewährten Methoden der Kabeltechnik auch für Richtfunkwege sichere Streckenplanungen vornehmen zu können. Parallel zur TF-Technik wurde gleichzeitig die beabsichtigte Einführung eines einfachen und billigen Gerätes für den Nahverkehr (untere Netzebene) dadurch berücksichtigt, daß man zwei in den Übertragungswerten abgestufte Ausführungen der Richtfunk-PPM-Systeme vorsieht, und zwar

eine Ausführung F (Fernverkehr), die für Übertragungswege in der mittleren und höheren Netzebene als Teilstrecken einer Weitverbindung geeignet ist und den V 60-Bedingungen entspricht, sowie

eine Ausführung N (Nahverkehr), die als einfache und billigere Ausführung für die untere Netzebene bestimmt und den Z 6 N-Bedingungen angeglichen ist.

Im Hinblick auf den zu erwartenden Leitungsbedarf der kommenden Landesfernwahl [1] sind damit weitere Voraussetzungen gegeben, daß die noch junge Richtfunk-Technik sich gemeinsam mit der älteren und bewährten Drahttechnik in der Schaffung neuer Übertragungswege wirkungsvoll ergänzen kann, und daß über die Anwendung der einen oder anderen Technik jeweils nach Lage der örtlichen Gegebenheiten und auf Grund reiner Zweckmäßigkeits- und Wirtschaftlichkeitsgesichtspunkte entschieden werden kann. Dies wird bereits wesentlich erleichtert, nachdem nunmehr für Richtfunk-PPM-Systeme angeglichene Planungsmethoden und Übertragungswerte vorliegen. Entsprechende Unterlagen für Richtfunk-Vielkanalsysteme mit FM werden in absehbarer Zeit ebenfalls zur Verfügung stehen, sobald auch die in dieser Richtung laufenden Entwicklungsarbeiten noch weiter vorangeschritten sind.

II. Impuls- und Modulationsdaten

Über die entwickelten Systeme sind bereits mehrere Veröffentlichungen [2, 3, 4, 5, 6] erschienen, welche auf Einzelheiten des Baues und der Wirkungsweise näher eingehen, so daß auf eine ausführliche Wiederholung hier verzichtet werden kann. Über die Bestimmungsgrößen von PPM-Systemen einschließlich einer Betrachtung dieser Modulationsart auch im Zusammenhang mit der Informationstheorie ist bereits in zwei Arbeiten [7, 8] von *K. O. Schmidt* berichtet worden. Im folgenden sollen daher nur die allgemeinen Daten und Grundzüge dieser Systeme, soweit sie das Verständnis für die hier behandelten Übertragungswerte erleichtern, kurz gestreift werden.

1. Zeit- statt Frequenz-Staffelung

Während die TF-Technik die Sprechkanäle frequenzmäßig nebeneinander gruppiert, staffelt sie die Impulstechnik zeitlich nacheinander. Die Geräte sind als 24-Kanalsysteme ausgelegt, davon 23 (22) Nutzkanäle und ein Synchronisierkanal zur Übertragung eines Synchronisierimpulses, von dem sende- und empfangsseitig genau synchrone Zeitmarken für die periodisch aufeinanderfolgenden Impulsketten abgeleitet werden. Nach dem Prinzip des bekannten Baudot-Verteilers steht jedem Kanal nur ein der Kanalzahl entsprechender Zeitanteil der Pulsfolgeperiode zur Verfügung. Ihre Zeitdauer hängt davon ab, wie viele Abtastungen man mindestens für eine Modulationsschwingung aufwenden muß, um sie nach der Impulsübertragung und Demodulation verzerrungsfrei wiederzuerhalten. Die Antwort gibt folgende Überlegung:

2. Abtastfrequenz

Die allgemeine Gleichung für den Momentanwert $a_{(t)}$ einer Sinusschwingung mit der Amplitude A, der Frequenz ω und der Anfangsphase φ ist:

$$a_{(t)} = A \cdot \sin(\omega t - \varphi). \tag{1}$$

Mit drei Unbekannten A, ω und φ und mindestens drei Gleichungen bzw. drei Abtastungen zu den Zeiten t_1, t_2 und t_3 ist bekanntlich eine Sinusschwingung eindeutig bestimmt. Bei regelmäßigen Tastabschnitten $(t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) = 2\,t_a$ über eine Schwingungsperiode T muß daher sein:

$$t_a \leqq \frac{T}{2} \text{ oder } f_a \geqq 2\,f_m, \tag{2}$$

wenn $f_a = \frac{1}{t_a}$ die Abtastfrequenz und $f_m = \frac{1}{T}$ die Frequenz der Modulationsschwingung ist. Aus $f_a/f_m \geqq 2$

folgt, daß das Verhältnis von Abtastfrequenz zur höchsten abgetasteten Modulationsfrequenz mindestens gleich oder größer als zwei (*Raabesche* Zahl) [9] sein muß. Deutsche Systeme verwenden $f_a = 2 \cdot 4 = 8$ kHz, ausländische Systeme [10] auch $f_a = 10$ kHz *).

3. Kanalschaltfrequenz und Impulsdauer

Aus der Abtastfrequenz von 8 kHz folgt als Abtastzeit bzw. als Periodendauer der Pulsfolge $t_a = 125$ µs. Bei 24 Kanälen steht dann jedem Kanal eine Kanalschaltdauer $t_k = \frac{125}{24} = 5{,}2$ µs zur Verfügung. Bei punktförmiger Abtastung wäre die größtmögliche Impulsauslenkung aus der Mittellage oder der maximale Zeithub $t_{max} = \pm 2{,}6$ µs (Bild 1 a und b). Praktisch setzen Elektronenträgheit der Röhren, Bandbreite des Übertragungsbereiches und unvermeidbare Schaltungskapazitäten der erreichbaren Steilheit der Impulsflanke gewisse Grenzen. Außerdem würde eine punktförmige

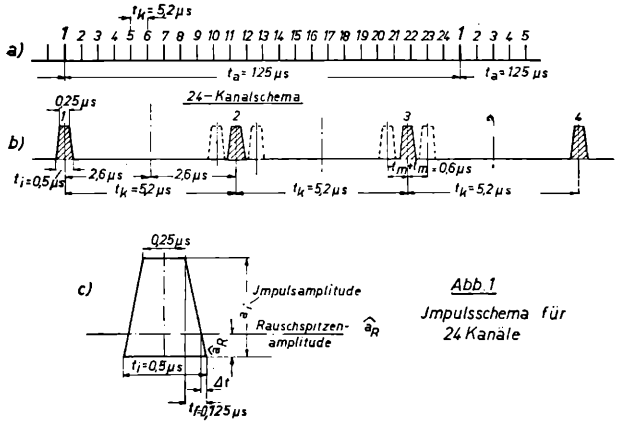


Bild 1. Impulsschema für 24 Kanäle

Impulsspitze, z. B. ein Dreieckimpuls, der nur aus Anstiegs- und Abfallflanke besteht, die Energieabgabe der getasteten Senderöhre und damit den HF-Sendepegel zur Überbrückung des Funkfeldes zu klein werden lassen. Man muß der Impulsspitze eine gewisse Dauer zubilligen und kommt schon aus diesen Gründen zu einer Trapez- oder Glockenform mit beispielsweise $2 \cdot t_f$ Oberkante und $4 \cdot t_f$ Unterkante des Impulses, wenn t_f die Flankendauer bezeichnet (Bild 1 c). Ihre Größe läßt sich im Zusammenhang mit Elektronenträgheit und Übertragungsbereich in folgender Weise abschätzen:

4. Elektronenträgheit und Flankendauer

Nimmt man eine mittlere Elektronengeschwindigkeit von $v_m = 200 \sqrt{U_{e(V)}}$ km/sec, und für Spannung und Entfernung der Elektroden einer Röhre $U_e = 10$ V und $d = 1$ mm an, so folgt daraus eine Elektronenlaufzeit in der Röhre von $t_e = d/v_m = \frac{1}{200 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{10}} = 1{,}6$ ns. Unterstellt man weiter, daß erst Schwingungen von etwa 10facher Dauer der Elektronenlaufzeit einigermaßen verzerrungsfrei verstärkt werden und daß der Schwingungsvorgang erst nach etwa fünf solcher Schwingungen abgeklungen ist, so folgt daraus eine Mindestdauer $t_{min} = 5 \cdot 10 \cdot 1{,}6 = 80$ ns, die für eine amplituden- und phasenrichtige Zusammensetzung des Oberwellenspektrums zum Aufbau der Impulsflanke benötigt wird.

*) Klirrfaktor für die oberen Sprachfrequenzen etwas günstiger.

5. Übertragungsbereich und Flankendauer

Besitzt das System einen ZF-Übertragungsbereich B für zwei Seitenbänder, so kann noch die n-te Harmonische der Kanalschaltfrequenz $f_k = \frac{1}{t_k}$ übertragen werden, wenn $B = 2\,n \cdot f_k$ ist. Für das Spektrum einer Rechteck-Stoßschwingung nach *Küpfmüller* [11] ist der Höchstwert der ersten Viertelperiode einer noch übertragenen Harmonischen $n \cdot f_k$ im wesentlichen maßgebend für die halbe Dauer des Flankenanstiegs, der sich damit ergibt zu:

$$0{,}5 \cdot t_f = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{n \cdot f_k} = \frac{1}{2\,B}. \qquad (3)$$

Für $f_k = 1/5{,}2 \cdot 10^{-6} = 192$ kHz und $n = 20$ wird:

$$B = 2 \cdot 20 \cdot 192 \text{ kHz} = \text{rd. } 8 \text{ MHz und}$$

$$t_f = 1/8 \cdot 10^{-6} = 125 \text{ ns}.$$

Nach der aus Abschn. 4 folgenden Míndestdauer $t_{min} = 80$ ns würde die Röhre diese Impulsflanke noch zulassen, während dies bei $B = 16$ MHz ZF-Bandbreite und dementsprechend möglicher doppelter Flankensteilheit ($t_f = 62{,}5$ ns) nicht mehr ohne weiteres sicher wäre. Außerdem folgt aus dieser Betrachtung, daß an sich wünschenswerten höheren Kanalzahlen der Systeme ($k > 24$) gleichzeitig nach mehreren Seiten wachsender Aufwand für Bandbreite, Röhrenlaufzeiten, Senderrauschen sowie die unvermeidbaren Schaltungskapazitäten entgegenstehen.

6. Zeithub

Nach Abzug der Impulsdauer $t_i = 4\,t_f = 0{,}5$ µs von der Kanalschaltdauer $t_k = 5{,}2$ µs bleibt maximal ein Zeithub um die Mittellage $t_{max} = \pm 2{,}35$ µs. Mit Rücksicht auf Impulsschwänze und Überschwingen von ZF-Filtern wurde zunächst bei pegelrichtiger Aussteuerung der Modulationsstufe ein mittlerer Zeithub von $t_m = 1/4 \cdot t_{max} = \pm 0{,}6$ µs gewählt. Für PPM-Systeme mit entsprechender Amplitudenbegrenzung kann man auch etwas höhere t_m-Werte zulassen, ohne unzulässiges Nebensprechen hervorzurufen. (Vgl. Abschn. V 2 B unter b.)

7. Hochtastung und Sendeverbesserungsfaktor

Da der HF-Sender nur während der Impulsdauer t_i HF-Energie abgibt, kann die Impulsleistung gegenüber der Dauerleistung der Schwingstufe im Verhältnis des Impulsabstandes zur Impulsdauer t_k/t_i erhöht werden, ohne daß die Röhre überlastet wird. Diese Hochtastung ($t_k/t_i = 5{,}2/0{,}5 =$ rd. 10fach) ergibt einen entsprechend erhöhten Impulssendepegel p_{si}, wobei sich die Differenz gegenüber dem Dauerstrich-Sendepegel p_s als Sendeverbesserungsfaktor v_s auswirkt. Es ist

$$v_s = p_{si} - p_s = 1/2 \ln (t_k/t_i). \qquad (4)$$

Für $t_k/t_i = 10$ wird: $v_s = 1/2 \ln 10 = 1{,}15$ N.

8. Rauschhub und Empfangsverbesserungsfaktor

Bei einer ideal senkrechten Impulsflanke (Bandbreite ∞) würde der Rausch auf die Demodulation keinen Einfluß nehmen, da durch Amplitudenstörungen die zeitliche Lage der Impulsflanke nicht geändert wird. Bei der in Wirklichkeit endlichen Steilheit der Flanke mit einer Flankendauer t_f ruft die Rauschamplitude a_R kleine statistische Flankenverschiebungen hervor, die als Rauschzeithub Δt bei der Demodulation bewertet werden.

Tafel 1. Impulsdaten

Abtast-		Kanalschalt-		Impuls-		Impulszeithub		Hoch-tastung	Rauschhub
Frequenz	Zeit	Frequenz	Zeit	Flanke	Dauer	max	mittel		
f_a	t_a	f_k	t_k	t_f	t_i	t_{max}	t_m	t_k/t_i	Δt
8 kHz	125 µs	192 kHz	5,2 µs	0,125 µs	0,5 µs	± 2,35 µs	± 0,6 µs	10:1	ca. ± 0,2 ns

Tafel 2. Modulationsdaten

Senderverbesserungs-faktor	Empfangs-verbesserungsfaktor	Gesamt-verbesserungsfaktor
$v_s = \frac{1}{2} \ln \frac{t_k}{t_i}$	$v_e = \ln \frac{t_m}{t_f} - 0{,}35\,\mathrm{N}$	$v = v_s + v_e$
1,15 N	1,25 N	2,4 N

Nach Bild 1 c verhält sich nach einem Ansatz von *M. Kluge* [12]:

$$\frac{\Delta t}{t_f} = \frac{\hat{a}_R}{a_i},$$

wobei die Rauschspitzenamplitude $\hat{a}_R = \sqrt{2} \cdot a_{\mathrm{Reff}}$ [Sinusförmige Rauschamplituden in sehr schmalen Bändern ($\Delta f \to 0$) vorausgesetzt] angenommen wird und a_i die Impulsamplitude bedeutet. Nun ist offensichtlich

$$a_i/a_{\mathrm{Reff}} = e^b \text{ und } t_m/\Delta t = e^{b'},$$

wenn b und b' die Rauschabstände vor und nach der Demodulation sind. Hieraus folgt:

$$\Delta t = t_f \cdot \sqrt{2} \cdot e^{-b} \quad \text{und} \quad e^{b'} = \frac{t_m}{t_f \cdot \sqrt{2}} \cdot e^b$$

und weiter für den empfangsseitigen Verbesserungsfaktor als Unterschied des Rauschabstandes vor und nach der Demodulation:

$$v_e = b' - b = \ln \frac{t_m}{t_f} - 0{,}35\,\mathrm{N}. \tag{5}$$

Für $t_m = 0{,}6$ µs und $t_f = 0{,}125$ µs wird

$$v_e = \ln \frac{0{,}6}{0{,}125} - 0{,}35\,\mathrm{N} = \underline{1{,}25\,\mathrm{N}}.$$

Die Tafeln 1 und 2 zeigen eine Zusammenstellung der besprochenen Impuls- und Modulationsdaten. Anschließend wird auf die grundsätzliche Wirkungsweise der Phasen-(Zeit-) Modulation näher eingegangen.

III. Grundzüge der Pulsphasen- (Zeit-) Modulation

Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist in Bild 2 statt eines 24-Kanalschemas nur ein 2-Kanalschema mit einem modulierten und einem unmodulierten Kanal dargestellt. Die Fälle $M_1 \ldots M_4$ zeigen die Umwandlung der Modulationsschwingung über amplituden- und längenmodulierte zu phasen- (zeit-) modulierten Pulsfolgen und die Fälle $D_1 \ldots D_4$ die Kehrwandlung von phasen- (zeit-) modulierten über längen- und amplitudenmodulierte Pulsfolgen zur demodulierten Schwingung zurück. Im einzelnen ist schematisch dargestellt, wie in M_1 die Modulationsschwingung der Pulsfolge überlagert wird, in M_2 daraus (z. B. durch eine Kondensatorentladeschaltung mit Zeitkonstante) eine amplitudenmodulierte Sägezahnfolge und weiter durch Amplitudenbegrenzung (strichpunktierte Gerade) eine längenmodulierte Pulsfolge entsteht (dunkel schraffiert). In M_3 ergibt sich anschließend durch Differenzierung (z. B. mit Differenzierübertragern) eine in der Phase (Zeitlage) modulierte Folge breiter Impulse, die bei weiterer Differenzierung mit entsprechender laufzeit-

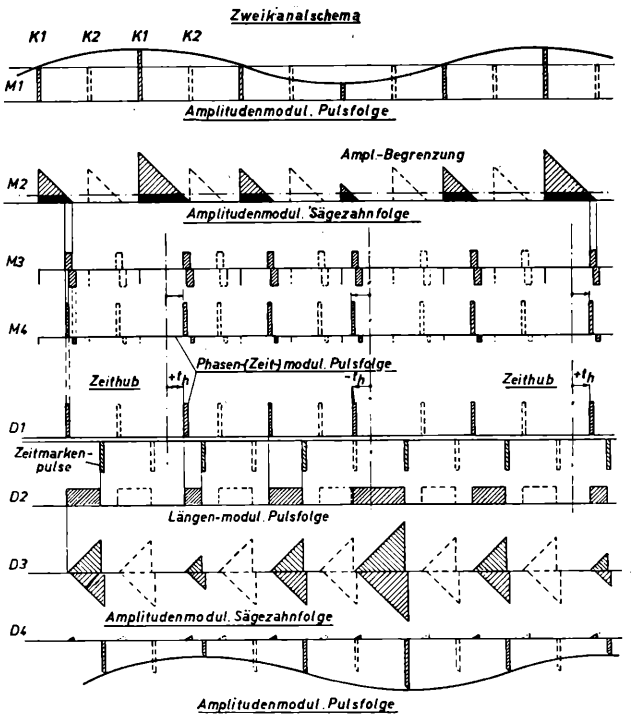


Bild 2. Zweikanalschema

verzögerter negativer Pulsfolge und anschließender Abschneidung der Negativpulse die phasenmodulierte Pulsfolge M_4 zur Tastung des Senders mit schmalen Impulsen liefert.

Die vom Empfänger ankommende ZF-verstärkte und begrenzte phasenmodulierte Pulsfolge D_1 wird in ihrer Zeitauslenkung gegen eine vom Taktimpuls mit der Sendeseite synchronisierte unmodulierte Pulsfolge bewertet, wobei in D_2 durch Zeitintegration zwischen Empfangs- und Zeitmarkenimpulsen eine längenmodulierte Pulsfolge entsteht, die weiter in D_3 (z. B. über eine Kondensatorladeschaltung mit Zeitkonstante) in eine amplitudenmodulierte Sägezahnfolge überführt und gleichzeitig mit entsprechend laufzeitverzögerter negativer Sägezahnfolge differenziert wird. In D_4 folgt daraus eine amplitudenmodulierte Pulsfolge, der die Modulationsschwingung wieder entnommen werden kann. Dies kann zwar auch unmittelbar mittels Tiefpaß bereits aus der längenmodulierten Pulsfolge in D_2 ohne den Umweg über D_3 und D_4 erfolgen. Es sollen aber hier keine speziellen Firmenausführungen oder die verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten der Umwandlungsvorgänge erörtert werden. Es wird vielmehr Wert auf einen völlig umkehrbaren Vorgang gelegt. So wurde ebenfalls auf Schaltungen der Impulserzeugung im Rahmen dieser Arbeit bewußt verzichtet. Erfahrungsgemäß lassen sich in der TF-Technik selbst verwickelte Umsetzungen bei der Frequenzstaffelung der Kanäle gut übersehen und der Weg der Modulationsschwingung von der ursprünglichen in die versetzte Lage und umgekehrt verhältnismäßig leicht verfolgen,

wenn man solchen Betrachtungen das Prinzip des Ringmodulators mit Bandsiebung als völlig umkehrbaren Kernvorgang unterstellt. Die hier beschriebene, rein schematische Darstellung der Pulsfolgen soll daher lediglich auf ein ähnlich umkehrbares Prinzipschema der Zeitstaffelung in Bild 3 überleiten, das wesentlich übersichtlicher und leichter zu behalten ist, als eine Reihe verwickelter Pulsfolgen.

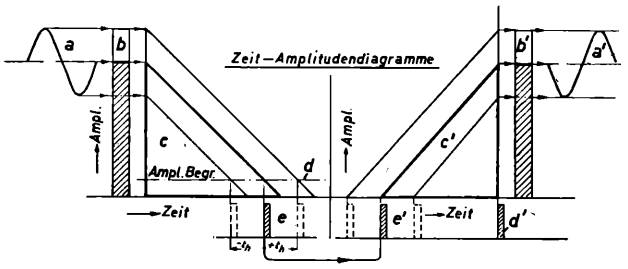


Bild 3. Zeit-Amplitudendiagramme

Denkt man sich nämlich die M- und D-Pulsfolgen jeweils auf einen Impuls zusammengerückt und auf einem Oszillographenbild übereinandergeschrieben, so lassen sich aus dem Modulationsschema von Bild 3 folgende Umwandlungen ohne weiteres ablesen: Modulationsschwingung *a*, amplitudenmodulierter Impuls *b*, amplitudenmodulierter Sägezahn *c*, dessen Schrägflanke auf die zur Zeitachse parallele Amplituden-Begrenzerlinie *d* den Zeithub $\pm t_h$ des phasen- (zeit-) modulierten Impulses *e* projiziert. Als umgekehrten Vorgang kann man dem Demodulationsschema entnehmen: Ankommender phasen- (zeit-) modulierter Impuls *e'*, gegen die Zeitmarke *d'* längenmodulierter Sägezahn *c'*, dessen Schrägflanke auf die zur Amplitudenachse parallele Zeitmarkenlinie die Amplitudenmodelung des Impulses *b'* projiziert, womit die Modulationsschwingung *a'* wiedergewonnen ist. Im Grundsätzlichen lassen sich also Modulations- und Demodulationspulsfolgen aus den beschriebenen Zeit-Amplituden-Diagrammen völlig umkehrbar ablesen.

Nachdem in den Vorabschnitten Impuls- und Modulationsdaten sowie Grundzüge der Wirkungsweise aufgezeigt worden sind, befassen sich die folgenden Abschnitte nunmehr mit den eigentlichen Übertragungswerten der Systeme, insbesondere soweit sie sich von der Kabel-TF-Technik unterscheiden und den Eigenarten der Richtfunk-PPM-Technik angepaßt worden sind. Hierzu gehören in erster Linie die Geräuschwerte.

IV. Geräuschwerte für Ausführung F

Wie bereits im Abschn. I erwähnt, werden eine hochwertige Ausführung F und eine einfache und billigere Ausführung N unterschieden. Zunächst seien die zulässigen Geräuschwerte der Ausführung F ausführlicher vorangestellt.

1. Zulässige Geräuschwerte

Im allgemeinen werden Verbindungswege über Richtfunk-PPM-Systeme der Ausführung F nicht über so große Entfernungen geführt werden wie Verbindungswege über Kabelsysteme oder Richtfunk-FM-Systeme in Verbindung mit TF-Vielkanalgeräten (V 60) [13]. Jedoch können Richtfunk-PPM-Wege Teilstrecken von Weitverbindungen darstellen und sollen daher nur den ihrer Länge entsprechenden Anteil an Geräuschen, Nebensprechen und Verzerrungen in Anspruch nehmen, damit die CCIF-Empfehlungen eingehalten werden. Hiernach darf für eine Bezugslänge von 2500 km eine Geräuschleistung von 10 000 pW am relativen Pegel 0 eines Kanals während der Hauptverkehrsstunde nur mit einer Wahrscheinlichkeit von 1. v. H. überschritten werden. Dies entspricht einer zulässigen Geräuschleistung von 4 pW/km oder für eine Richtfunk-PPM-Strecke von z. B. 350 km Länge einer anteiligen Geräuschleistung von $350 \cdot 4 = 1400$ pW.

2. Aufteilung der Gesamttoleranz

Für TF-Geräte (V 60) auf koaxialen oder symmetrischen Kabelsystemen werden nach *F. Ring* [14] auf 2500 km Bezugslänge der eigentlichen Leitungsstrecke 7500 pW bzw. 3 pW/km und den Endgeräten (Modulationseinrichtungen) 2500 pW Geräuschleistung zugebilligt. In der weiteren Aufteilung der Geräuschtoleranz sind außerdem auch Unterschiede der Kabelsysteme (zusätzliche Nebensprechkoppelungen zwischen den Adern der symmetrischen Systeme, die bei den koaxialen entfallen) besonders berücksichtigt. Dementsprechend muß ebenfalls beim Richtfunk-PPM-System die Toleranzaufteilung der Eigenart dieser Systeme angepaßt sein. So treten an die Stelle der fortfallenden Geräusch- und Nebensprechanteile der Drahtleitung Reserveanteile für möglichen Schwund auf der Richtfunkstrecke und für den gegenüber Kabelsystemen stets etwas größeren Spielraum in den Systemdaten der Richtfunk-Systeme. Dies hängt ursächlich mit dem um mehrere Größenordnungen höheren Frequenzgebiet (Kabel bis zu einigen MHz, Richtfunk bis zu mehreren GHz), den zugehörigen technischen Mitteln (Spezialröhren, Mischkristallen u. ä.) sowie extremen Effekten dieser Höchstfrequenztechnik (Bauteile und Wellenlänge in gleicher Größenordnung) zusammen. Man wird daher zweckmäßig für die Geräuschaufteilung folgenden Rahmen wählen: etwa 2/3 der Toleranz für Geräusch- und Nebensprechanteile,

$$\text{das sind } 2/3 \cdot 4 = 2{,}7 \text{ pW/km}$$

und etwa 1/3 der Toleranz für Reserveanteile,

$$\text{das sind } 1/3 \cdot 4 = 1{,}3 \text{ pW/km.}$$

Durch einen Reserveanteil pro Kilometer wird bei Streckenplanungen in Übereinstimmung mit der Erfahrung dem längeren Funkfeld auch die größere Schwundreserve zugeordnet. Der Hauptanteil verteilt sich weiter auf eine Reihe von Einzelbeiträgen, die man nach Ursachen oder Systemteilen gruppieren kann.

V. Einzelbeiträge

Zu den Geräuschursachen gehören das Grundgeräusch (Widerstands- und Röhrenrauschen, Geräusche aus der Stromversorgung), das Nebensprechen (durch Impulsschwänze, Impulsverzerrungen, Überschwingen von ZF-Filtern) und das Senderrauschen (kleine Unregelmäßigkeiten des Senderschwingungseinsatzes). Nach Systemteilen läßt sich in folgender Weise gruppieren:

Endgeräte (Grundgeräusch und Nebensprechen in den Modulationseinrichtungen),

HF-Geräte (Sender- und Empfängerrauschen, Empfängernebensprechen).

Auf die zahlenmäßige Größe dieser Einzelbeiträge wird anschließend weiter eingegangen.

1. Endgeräte

Bei den TF-Systemen (V 60) [14] ist auf eine Bezugslänge von 2500 km ein Beitrag der Endgeräte von 2500 pW vorgesehen, der sich für drei NF-Abschnitte

(Demodulation bis zur NF) von durchschnittlich 850 km Länge auf 3 · 600 pW + 700 pW Reserve für zusätzliche Gruppenumsetzungen aufteilt.

Bei den Richtfunk-PPM-Systemen wird man bei etwa 1/3 der Kanalzahl von V 60 auch in der Regel nur etwa 850/3 = 286 km Länge eines mittleren NF-Abschnittes annehmen und — als Teil einer Weitverbindung — mit einem kilometrischen Anteil von **1 pW/km** oder 285 pW für den mittleren NF-Abschnitt (Grundgeräusch + Nebensprechgeräusch) rechnen dürfen.

a) Nebensprechgeräuschanteile

Sie werden verursacht durch Impulsschwänze des innerhalb einer Zwölfergruppe vorangehenden Kanals. Da es sich hauptsächlich um verständliches Nebensprechen handelt, soll die Dämpfung der Nebensprech-Geräuschleistung in den Kanälen mindestens 7,5 N betragen. Legt man eine mittlere Sprechleistung des beeinflussenden Kanals von 1/12 mW am relativen Pegel 0 zugrunde, so wird eine Nebensprechgeräuschleistung

$$N_g = \frac{1}{12} \cdot 10^{-3} \cdot e^{-2 \cdot 7{,}5} = \text{rd. } 25\ \text{pW}$$

eingekoppelt. Für weitere 5 Kanäle der gleichen Sechsergruppe kann man eine um 0,5 N höhere Nebensprechdämpfung annehmen, so daß von jedem Kanal $25 \cdot e^{-2 \cdot 0{,}5} = 8$ pW oder insgesamt 25 + 5 · 8 = 65 pW Nebensprech-Geräuschleistung eingekoppelt werden.

b) Grundgeräusch

Somit bleiben für das Grundgeräusch der Endgeräte eines mittleren NF-Abschnittes 285 — 65 = **220 pW**, für noch kürzere NF-Abschnitte (drei Funkfelder zu je 40 km Länge) erhält man nach Abzug des Nebensprechanteiles entsprechend 3 · 40 — 65 = **55 pW.**

Für eine Richtfunk-PPM-Strecke mit 3 NF-Abschnitten wäre daher einzusetzen:

Grundgeräusch	3 · 55 = **165 pW**
bzw. für NF-Abschnitte über 300 km	3 · 220 = **660 pW**
Nebensprechgeräusch	3 · 65 = **195 pW**

2. HF-Geräte

In den HF-Geräten tritt Senderrauschen, Empfängerrauschen und Empfängernebensprechen auf.

A. Senderrauschen

Bei der Impulstastung des HF-Senders, einer selbsterregten Triodenstufe, wird der Einsatzpunkt der HF-Schwingung nicht allein von der Impulstastung im Gitterkreis der Schwingröhre, sondern auch von den sich überlagernden Geräuschspannungen dieses Kreises und dem Schroteffekt bestimmt, wenn nicht eine überwiegende Fremdschwingung etwa gleicher Frequenz die HF-Schwingung aus dem Störgrund herauslockt. Durch einen solchen zusätzlichen Locksender [15] wird nach *G. Ulbricht* [6] das Rauschen bereits um 2...3 N verbessert. Die noch übrigbleibenden kleinen statistischen Unregelmäßigkeiten des Schwingungseinsatzes werden bei der Demodulation als Rauschzeithub und damit als restliches Senderrauschen bewertet. Überschläglich kann man seine Größenordnung in folgender Weise abschätzen:

Bei einer Wellenlänge von z. B. 12 cm ist die Schwingungsdauer des HF- und des Locksenders $0{,}4 \cdot 10^{-9}$ s. Nimmt man nun an, daß die Amplituden- und Phasenbedingungen für das Einschwingen des HF-Senders nur während einer Halbperiode des Locksenders erfüllt sind, und unterstellt dann weiter, daß die Wahrscheinlichkeit des rein statistischen Zusammentreffens des Impulsanstiegs mit der richtigen Halbperiode des Locksenders 50 v. H. ist, so ergibt sich ein Störzeithub

$$t_{st} = \pm\, 1/2 \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-9} \cdot 0{,}50 = \pm\, 0{,}1\ \text{ns},$$

dessen Bewertung gegen einen mittleren Nutzzeithub von $t_m = \pm\, 0{,}6\ \mu\text{s}$ einen Störabstand

$$b_{st} = \ln \frac{t_m}{t_{st}} = \ln \frac{0{,}6 \cdot 10^{-6}}{0{,}1 \cdot 10^{-9}} = 1{,}8 + 6{,}9 = \mathbf{8{,}7\ N}\ \text{ergibt.}$$

Entsprechend erhält man für eine größte Wellenlänge von 15,8 cm (1900 MHz) und einen etwas kleineren mittlerer Nutzhub von $t_m = \pm\, 0{,}5\ \mu\text{s}$ einen Störabstand von **8,2 N** bzw. einen Geräuschabstand von 8,2 + 0,3 N (A-Filterbewertung) = 8,5 N. Im Mittel wird man daher 40 pW Geräuschleistung (8,5 N unter Normalpegel) je Funkfeld von 40 km Länge oder 1 pW/km für das Senderrauschen einsetzen können.

B. Empfängerrauschen

Trägt man nach Bild 4 veränderliche Werte der Felddämpfung b_f (HF-Eichleitung als künstliches Funkfeld) auf der Abszisse und den allein vom Empfängerrauschen herrührenden Rauschabstand eines Kanals (bezogen auf den Normalpegel) b_e auf der Ordinate auf, so liegen sämtliche Punkte konstanter Summe $S = b_f + b_e$ auf einer von links oben nach rechts unten fallenden Geraden mit den Koordinaten $y = x = S/2$. Nach *Holzwarth* kann man S als Systemwert einführen, der, wie anschließend gezeigt wird, lediglich von den Systemdaten des Gerätes abhängig ist. Für eine Reihe hauptsächlich vorkommender S-Werte sind in Bild 4 parallele Schräge (14,5 ... 19 N) eingetragen worden. Bezeichnet man mit p_s und p_e die HF-Sende- und Empfangspegel, mit p_R den Rauschpegel im Empfängereingang und mit v_s und v_e die sende- und empfangsseitigen Verbesserungsfaktoren, so gilt nach dem Pegelschema eines Funkfeldes:

$$p_e = p_s + v_s - b_f,$$
$$b_e = p_e - p_R + v_e = p_s + v - p_R - b_f;$$

mit $v = v_s + v_e$ folgt für den Systemwert:

$$\boxed{S = b_f + b_e = p_s + v - p_R.} \qquad (6)$$

Der Systemwert S als Summe von Felddämpfung und Rauschabstand ist somit allein abhängig von den drei Systemdaten p_s, v und p_R. Für diese gilt im einzelnen:

a) Systemdaten

Tafel 3. Sendepegel p_s

Sender-Typ	Wellenbereich	Sende-Leistung	Sende-Pegel
I	12,25 ... 11,1 cm	0,4 W	+ 3,0 N
II	12,25 ... 11,1 cm	3,0 W	+ 4,025 N
II	15,8 ... 13,05 cm	3,0 W	+ 4,025 N
III	127,5 ... 92,3 cm	20,0 W	+ 5 N

1. Sendepegel. Dieser hängt vom Wellenbereich und den dafür verfügbaren dm-Röhren ab. Mit den amerikanischen dm-Trioden 2 C 39 A und 2 C 40 lassen sich in den kurzwelligen Bereichen um 12 und 15 cm im Hinblick auf die Lebensdauer Sendeleistungen von 3 W und 0,4 W erreichen. Im langwelligen Bereich um

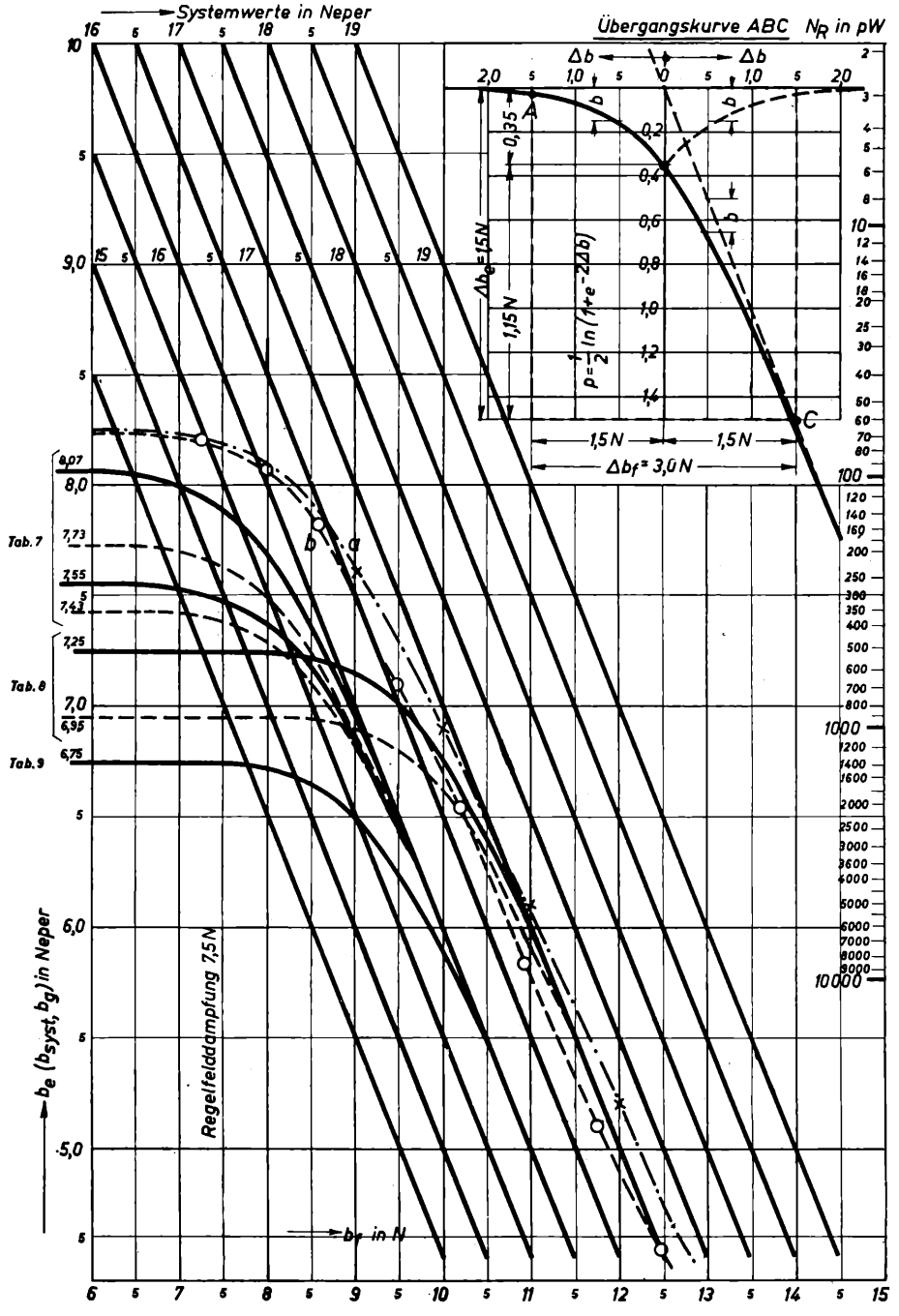


Bild 4. Systemwertdiagramme

100 cm kann man höhere Leistungen von 20 W einsetzen. In Tafel 3 sind diese Werte, bezogen auf 1 mW, als Pegel 0 zusammengestellt.

2. Verbesserungsfaktor v. Nach Tafel 2 ist bei den angenommenen Impulsdaten $v = 2{,}4$ N.

3. Rauschpegel. Hierfür gilt:

$$p_R = -\frac{1}{2}\ln(4 \cdot 10^{-15} \cdot R \cdot B_{kHz}), \qquad (7)$$

wobei R die der Empfindlichkeit des Empfängers entsprechende Rauschzahl und B die ZF-Bandbreite in kHz ist.

Für $R = 10$ KT und $B = 8$ MHz wird

$$p_R = -\frac{1}{2}\ln 4 \cdot 10^{-15} \cdot 10 \cdot 8000 = \mathbf{-11\ N.}$$

Bei gleicher ZF-Bandbreite und $R = 20$ oder 30 liegt p_R um 0,35 N bzw. 0,55 N höher, also $p_R = -10{,}65$ oder $-10{,}45$ N.

b) Systemwerte

Für die Systemwerte der Sender I ... III erhält man nach Gl. (6) mit den Werten zu $a_1 \ldots a_3$ und für Rauschabstände b_e, gemessen mit A-Filter (0,3 N):

$$S_I = +3 + 2{,}4 - (-11) + (0{,}3) = 16{,}7\ N,$$
$$S_{II} = +4 + 2{,}4 - (-11) + (0{,}3) = 17{,}7\ N,$$
$$S_{III} = +5 + 2{,}4 - (-11) + (0{,}3) = 18{,}7\ N.$$

Wählt man bei entsprechender Amplitudenbegrenzung in den Kanälen einen etwas größeren mittleren Zeithub (z. B. $t_m = 0{,}85$ µs), so erhält man in runden Neperwerten:

$$S_I = 17\ N, \quad S_{II} = 18\ N, \quad S_{III} = 19\ N.$$

c) Verluste durch Impulsverzerrung

In jeder Relaisstelle tritt bei der Begrenzung im Empfänger und bei der Neutastung des Senders eine mehr oder weniger große Impulsverzerrung ein. Diese wirkt sich von Zwischenstelle zu Zwischenstelle durch zunehmende Verkürzung der Impulsdauer aus, wobei die Impulsleistung im Verhältnis zur relativen Impulsverkürzung $\Delta t_i/t_i$ zurückgeht. Der hieraus folgende Verlust an Systemwert beträgt für das zweite Funkfeld ΔS, für das dritte Funkfeld $2\Delta S$ und für das x-te Funkfeld $(x-1)\cdot\Delta S$, wobei

$$\Delta S = \frac{1}{2}\ln\left(1+\frac{\Delta t_i}{t_i}\right) \qquad (8)$$

ist. Es wird ferner angenommen, daß nach dem x-ten Feld die ursprüngliche Impulsdauer t_i durch besondere Impulsregenerierung oder einen neuen NF-Abschnitt wiederhergestellt wird.

Für

$$\Delta t_i/t_i = 5\,\% \text{ z. B. wird } \Delta S = \frac{1}{2}\ln(1+0{,}05) = 0{,}025 \text{ N.}$$

d) Felddämpfungen

Für die Streckendämpfung b_s erhält man in guter Übereinstimmung mit der Erfahrung, wenn man die Wellenlänge λ und die Feldlänge l in m, die Antennenwirkfläche F_w in m² einsetzt:

$$b_s = \ln\left(\frac{\lambda\cdot l}{F_w}\right). \qquad (9)$$

Für Wellenlängen von 12 und 15 cm sind mit Parabolspiegel- und Linsenantennen zwischen 1,2 und 3 m etwa folgende Abstufungen der Wirkfläche gegeben:

Tafel 4. Antennen-Wirkflächen

Typ	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5
d	1,2 m ∅	1,8 m [] *)	1,75 m ∅	2 m ∅	3 m ∅
F_w	0,65 qm	1,2 qm	1,5 qm	1,8 qm	4 qm

*) Linsenantenne mit vorerst noch etwas kleinerem Wirkfaktor.

Bei Simultanbetrieb, bei dem eine Antenne gemeinsam über Sende-Empfängerweichen für beide Übertragungsrichtungen ausgenutzt wird, ist für die Durchlaßdämpfung der Weichen sendeseitig 0,05 N, empfangsseitig etwa 0,2 N zu berücksichtigen. Bei Parallelstrecken oder Störbeeinflussung anderer Dienste kann noch ein zusätzliches Sendefilter zur Begrenzung der Oberwellenspektren der Impulse hinzukommen. Für die Felddämpfung ist daher $b_f = b_s + 0{,}2$ bzw. bei zusätzlicher Sendeselektion $b_f = b_s + 0{,}3$ N einzusetzen. Unberücksichtigt sind bisher Dämpfungen der Antennenzuführungen (Hohlrohrleiter oder Kabel). Für normale Feldlänge von 40 km erhält man dann, abhängig von der Wellenlänge, folgende Felddämpfungen:

Tafel 5. Felddämpfung b_f für 40 km Regellänge

Wellenlänge	um 6 cm	12—15 cm	um 100 cm
Felddämpfung b_f	6,5 ... 7 N	7,5 ... 8 N	8,5 ... 9 N

Die Regelfelddämpfung in dem eigentlichen, für PPM-Systeme vorgesehenen Wellenbereich um 6 cm zeigt mit der TF-Technik (V 60) übereinstimmende Werte. In den gegenwärtig wegen der z. Z. verfügbaren dm-Röhren verwendeten 12- und 15-cm-Bereichen ist dagegen die Regelfelddämpfung noch etwa 1,0 N höher. Mit einem Systemwert von z. B. $S = 17{,}1$ N und einer Felddämpfung $b_f = 7{,}5$ N wird der Rauschabstand $b_e = S - b_f = 17{,}1 - 7{,}5 = 9{,}6$ N. Dies entspricht einer Geräuschleistung von 4 pW am rel. Pegel 0 für 40 km Länge oder 0,1 pW/km.

C. Empfängernebensprechen

Durch Nachschwingen der ZF-Filter im Empfänger werden Impulsverschleifungen hervorgerufen, die sich als Nebensprechen nur in dem zeitlich folgenden Kanal äußern. Da es sich um verständliches Nebensprechen handelt, wird ebenso wie in Abschn. V unter 1 a eine Dämpfung der Nebensprechgeräuschleistung von 7,5 N gefordert, die bei einer mittleren Sprechleistung von 1/12 mW je Empfänger eine Geräuschleistung von 25 pW am rel. Pegel 0 bzw. 25/40 = rd. 0,6 pW/km einkoppelt.

VI. Geräuschaufteilung pro km

Die kilometrische Verteilung der im Abschn. V besprochenen Einzelbeträge sind in Tafel 6 nochmals übersichtlich zusammengestellt. Solange die Durchschnittswerte im Rahmen dieser Tafel bleiben, werden auch bei Richtfunkstrecken beliebiger Länge mit bis zu drei NF-Abschnitten und bis zu rd. zwanzig Feldern je NF-Abschnitt die CCIF-Empfehlungen eingehalten.

Tafel 6. Toleranzaufteilung in pW/km

1	2	3	4	5	6	7
Endgeräte (Grundger. + Nebenspr.)	Senderrauschen	Empfänger-		Summe 1 ... 4	Reserve	Gesamtwert zu 5 und 6
		Rauschen	Nebenspr.			
1,0	1,0	0,1	0,6	2,7	1,3	4,0

Durch den in der Aufteilung vorhandenen Reserveanteil steht einem Regelfeld von 40 km Länge bei einer Empfängergeräuschleistung von 4 pW ein Reserveanteil von $40\cdot 1{,}3 = 52$ pW bzw. eine Felddämpfungsreserve von $\Delta b_f = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{52+4}{4}\right) = 1{,}3$ N zur Verfügung. Die Richtfunkstrecke wird daher den ihrer Länge entsprechenden Geräuschanteil erst voll in Anspruch nehmen, wenn in sämtlichen Feldern gleichzeitig ein mittlerer Felddämpfungsanstieg von 1,3 N durch Schwund oder andere Ursachen eintreten sollte.

VII. Gesamtwerte

1. Bestimmung der Geräuschleistungen und Abstände

Die Gesamtwerte für die Geräuschleistung erhält man einfach durch Addition der Einzelbeiträge. Die entsprechenden Geräuschabstände b_g am rel. Pegel 0 eines Kanals kann man als korrespondierende Werte der rechten und linken Teilung in Abb. 4 entnehmen und mit den mit A-Filter gemessenen Geräuschabständen vergleichen. Will man andererseits bei der Abnahmeprüfung eines Geräts seine unbekannten Geräuschteilbeiträge aus den Meßwerten ermitteln, oder bei bekannten Teilbeiträgen für verschiedene Felddämpfungen b_f die zu erwartenden Geräuschabstände b_g vorausbestimmen, so ist zu berücksichtigen, daß jeweils von der Felddämpfung b_f unabhängige und von ihr abhängige Geräuschleistungen bzw. Abstände zusammenkommen. Zu dem einen gehören Grundgeräusch der Endgeräte (Modulationseinrichtungen), Senderrauschen

und bei mehreren Feldern Empfängerrauschen der vorliegenden Felder bei konstanter Felddämpfung, deren Summe den jeweiligen Systemgeräuschabstand b_{syst} als Parallele zur Abszisse in Bild 4 ergibt. Zu dem von b_f abhängigen Anteil gehört stets das Empfängerrauschen bzw. der Empfängergeräuschabstand b_e des untersuchten Feldes, den man aus der Systemwertschräge in Verbindung mit b_f erhält. Sobald bei Änderung von b_f für den resultierenden Geräuschabstand b_g entweder b_{syst} oder b_e bestimmend wird, erfolgt ein Kurvenübergang *ABC* von der Horizontalen zur Systemwertschrägen oder umgekehrt. Für diesen Übergang gilt, wenn man den Unterschied der beiden Abstände b_{syst} und b_e mit Δb bezeichnet, als Gleichung für die Kurve

$$q = \frac{1}{2} \ln \left(1 + e^{-2\Delta b}\right). \qquad (10)$$

Die eingezeichneten Δb_f- und Δb_e-Werte sind völlig unabhängig von der Richtung des Überganges zwischen den b_{syst}- und S-Werten. Trägt man nun bei mindestens drei verschiedenen b_f-Werten (z. B. 7,5, 9,5 und 11,5 N) die gemessenen Geräuschabstände b_g in Bild 4 ein und legt eine durchsichtige Schablone der Übergangskurve *ABC* durch diese Meßpunkte, so lassen sich mit den waagerechten und schrägen Kurvenausläufen der Schablone die gesuchten Werte b_{syst} und S unmittelbar getrennt ablesen. Aus N_{syst} erhält man dann die Einzelbeiträge, so z. B. wenn das Grundgeräusch der Endgeräte getrennt in unmittelbarem Kurzschluß des Sende- und Empfangsteils der Endstelle für sich ermittelt und die Empfängergeräuschleistung des vorliegenden Feldes bekannt ist. Als Unterschied zwischen b_{syst} und der Summe von Grundgeräusch und Empfängergeräusch erhält man dann den Einzelbeitrag des Senderrauschens. Umgekehrt kann man den zu erwartenden Geräuschabstand b_g eines Feldes oder einer ganzen Strecke bei einer beliebigen Felddämpfung b_f vorausbestimmen, wenn man den waagerechten Kurvenzweig der Schablone mit dem errechneten b_{syst}-Wert und den schrägen Kurvenzweig mit dem gewählten Systemwert zur Deckung bringt.

2. Werte für ein Funkfeld

Im unbesprochenen Zustand der Kanäle erhält man an den Kanalenden beim rel. Pegel 0 folgende Einzelbeiträge:

Endgeräte (Grundgeräusch): 55 pW oder für NF-Abschn. > 300 km: ... 220 pW,

Senderrauschen: 40 pW,

Systemgeräusch: $N_{syst} = 55 + 40 = 95$ pW oder $N_{syst} = 220 + 40 = 260$ pW,

Systemgeräuschabstand: b_{syst} = 8,07 N oder 7,55 N

(als korrespondierende Werte der beiden senkrechten Neper- und pW-Teilungen in Tafel 4). Die zu erwartenden Geräuschabstände b_g bei drei verschiedenen Felddämpfungen b_f und zwei verschiedenen Systemwerten S sind mittels Schablone ebenfalls dem Bild 4 entnommen und in nachstehender Tafel 7 zusammengestellt. Die eingeklammerten Werte gelten für den besprochenen Zustand der Kanäle, wobei sich das Systemgeräusch um das Nebensprechgeräusch der Endstelle von 65 pW und das Empfängernebensprechgeräusch von 25 pW, also zusammen um 90 pW auf

$$N_{syst} = 95 + 90 = 185 \text{ pW oder } 260 + 90 = 350 \text{ pW}$$

erhöht. Entsprechend gilt:

$$b_{syst} = 7{,}73 \text{ N oder } 7{,}43 \text{ N}.$$

Tafel 7. Geräuschabstände b_g in N

b_f	S = 16 N		S = 17 N	
	b_{syst} 8,07 (7,73)	b_{syst} 7,55 (7,43)	b_{syst} 8,07 (7,73)	b_{syst} 7,55 (7,43)
7,5	7,9 (7,65)	7,5 (7,38)	8,05 (7,73)	7,55 (7,43)
9,5	6,5	6,45	7,35 (7,25)	7,20 (7,12)
11,5	4,5	4,5	5,5	5,5

3. Werte für eine HF-Schleife (2 Funkfelder)

Die Einzelbeiträge erhöhen sich hierbei im unbesprochenen Zustand der Kanäle um den Rauschbeitrag eines Senders und eines Empfängers, im besprochenen Zustand (Klammerwerte) um das Nebensprechgeräusch eines Empfängers. Damit erhält man

$N_{syst} = 55 + 2 \cdot 40 + 4 = 139$ pW (139 + 65 + 2 · 25 = 254 pW) oder

$N_{syst} = 220 + 2 \cdot 40 + 4 = 304$ pW (304 + 65 + 2 · 25 = 419 pW).

Hiermit lassen sich, wie für Tafel 7, die b_{syst}- und b_g-Werte aus Bild 4 ablesen.

4. Werte für eine Richtfunkstrecke

Das Beispiel in Tafel 8 bezieht sich auf eine Richtfunkstrecke von rd. 350 km Länge mit drei NF-Abschnitten zu 1 bis 4 Funkfeldern je Abschnitt oder mit insgesamt 8 Funkfeldern. Eingetragen sind in Spalte 1 die Funkfeldbezeichnungen, in Spalte 2 die Feldlängen in km, in Spalte 3 die gewählten Antennentypen, in Spalte 4 die damit erhaltenen Felddämpfungen b_f in N, in Spalte 5 die gewählten Sendeleistungen N_s in Watt, in Spalte 6 die damit erhaltenen Systemwerte S in Neper, in Spalte 7 die Rauschabstände (Empfängerrauschen) b_e in Neper unter Berücksichtigung der Impulsverschleifung nach Abschn. V unter 2 B, c, in

Tafel 8. Streckendaten

NF-Abschn.	1 Funkfeld	2 l	3 Antenne	4 b_f	5 N_s	6 S	7 b_e	8 N_{Re}	9 Reserve pW	10 Reserve Δb_f	11 mit Schw. N_R	12 mit Schw. N	13 b_g
1	Hamburg—Egestorf ...	36,5	A_5	7,2	0,4	17	9,8	2,90	52	1,45	157	2	8,07 (7,73)
	Egestorf—Wardböhmen	41,5	A_5	7,3	0,4	17	9,67	3,70	59	1,40	200	2	7,90 (7,58)
	Wardb.—Mellendorf ...	37	A_5	7,7	0,4	17	9,75	3,15	53	1,42	170	2	7,75 (7,46)
	Mellendorf—Minden ...	62,5	A_5	7,7	3,0	18	10,22	1,28	89	2,12	69	2	7,63 (7,37)
2	Minden—Bielefeld	42,5	A_5	7,3	0,4	17	9,7	3,60	61	1,41	194	2	7,46 (7,18)
3	Bielefeld—Beckum	41	A_5	7,3	0,4	17	9,7	3,60	59	1,40	194	2	7,34 (7,03)
	Beckum—Waldbauer ..	63,4	A_5	7,7	3,0	18	10,27	1,11	90	2,15	60	2	7,30 (6,98)
	Waldbauer—Wuppertal	23,3	A_5/A_2	7,35	0,4	17	9,60	4,45	33	1,05	240	2	7,25 (6,95)
	zusammen 347,7					zusammen rd. 24,0			496 pW				

Spalte 8 die entsprechenden Empfängerrauschleistungen N_{Re} in pW. So erhält man z. B. für

$$b_s = \ln\left(\frac{0{,}12 \cdot 36500}{4}\right) = 7{,}0\ \text{N},\quad b_f = 7 + 0{,}2 = 7{,}2\ \text{N},$$
$$b_e = 17 - 7{,}2 = 9{,}8\ \text{N},\quad N_{Re} = \frac{10^{-3}}{e^{2 \cdot 9{,}8}} = 2{,}9\ \text{pW usw.}$$

A_5/A_2 in Spalte 3, letztes Feld, bedeutet, daß das eine Feldende mit A_5-, das andere mit A_2-Antennen bestückt ist.

Die NF-Abschnitte liegen sämtlich unter 300 km; für das Grundgeräusch der Endgeräte sind daher 55 pW je NF-Abschnitt einzusetzen. Die Einzelbeiträge lassen sich in folgender Weise zusammenstellen:

a) Geräusch

Endgeräte (Grundgeräusch) 3 · 55 = ...	165 pW
HF-Geräte, Senderrauschen 8 · 40 = ...	320 pW
Empfängerrauschen n. Sp. 8, Tafel 8	24 pW
zus.	509 pW

b) Nebensprechen

Endgeräte 3 · 65 = ...	195 pW
HF-Geräte (Empfänger) 8 · 25 = ...	200 pW
Geräusch + Nebensprechen	904 pW

c) Zulässige Geräuschleistung der Strecke
350 · 4 = ... 1400 pW

d) Reserve-Geräuschleistung
1400 — 904 pW od. $\frac{496}{350}$ = ... 1,42 pW/km

Mit dem kilometrischen Reserveanteil zu d) und den Feldlängen der Spalte 2 in Tafel 8 erhält man die Reserve-Geräuschleistungen der Spalte 9 und die Funkfeldreserven Δb_f der Spalte 10 [z. B. 36,5 · 1,42 = 52 pW. $\Delta b_f \doteq \frac{1}{2} \ln\left(\frac{52+2{,}9}{2{,}9}\right) = 1{,}45$ N]. In Spalte 11 ist die Geräuschleistung eingetragen, wenn eine Felddämpfungserhöhung Δb_f nach Spalte 12 eintreten würde. Hiernach würde selbst ein gleichzeitiger Einbruch von 2 N in drei aufeinanderfolgenden Feldern die für die Strecke zulässigen 1400 pW nur unwesentlich überschreiten. In Spalte 13 ist der über die Strecke von Feld zu Feld abnehmende Geräuschabstand b_g in Neper eingetragen. Die eingeklammerten Werte gelten für den besprochenen Zustand der Kanäle.

VIII. Zulässige Geräuschwerte, Einzelbeiträge und Gesamtwerte für Ausführung N

Für das Richtfunk-PPM-Gerät der Ausführung N sollen, wie im Abschn. I bereits erwähnt, Vereinfachungen und größere Toleranzen zur Verbilligung führen, um ähnlich dem Z 6 N-System in der TF-Technik einen breiteren Einsatz in der unteren Netzebene zu ermöglichen. Für Einzelsysteme der Ausführung N können ebenfalls 11 bzw. 23 Vierdrahtsprechwege sowie ein Synchronisierkanal gebildet werden. Auf einen besonderen Dienstkanal wird aber verzichtet. Für größere Kanalbündel können mehrere Systeme parallel betrieben werden. Für ein System, das aus zwei Endstellen und höchstens einer Zwischenstelle (ein oder zwei Funkfeldern) bestehen soll und Entfernungen von 10 ... 100 km überbrücken kann, wird eine Geräuschtoleranz von 2000 pW am rel. Pegel 0 oder 20 pW/km, das ist das Fünffache der Ausführung F, zugebilligt. Fünf solcher Systeme der Ausf. N in Reihe würden bei 500 km oder einem Fünftel der Bezugslänge die volle Geräuschleistung der Ausf. F verbrauchen. Gegenüber Z 6 N mit 40 km kann die Ausf. N die 2,5fache Entfernung überbrücken. Durch u. U. notwendige Zickzack-Führung der Richtfunkverbindung kann aber die Summe der Funkfeldlängen ebenfalls größer sein als die unmittelbare Entfernung der Verbindungspunkte (Luftlinie). Die 2000 pW werden nun so aufgeteilt, daß etwa 1000 pW für das Systemgeräusch und etwa 1000 pW je zur Hälfte auf Nebensprech-Geräuschanteile und Reserveanteile entfallen. Dies gilt wie bei der Planung von Z 6 N für Funkfelddämpfungen bis 8,5 N. Die gewählte Aufteilung der Einzelbeiträge ist folgende:

1. Endgeräte

a) Grundgeräusch: 7 N unter Normalpegel bzw. 900 pW,

b) Nebensprechen: 7 N Dämpfung der Nebensprech-Geräuschleistungen in den Kanälen, das sind bei 1/12 mW mittlerer Sprechleistung des in der zugehörigen Gruppe vorangehenden Kanals:
$N_g = 1/12 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-2 \cdot 7} =$ rd. 70 pW und von den übrigen 5 Kanälen 5 · 70/3 = 115 pW oder zusammen 185 pW eingekoppelte Nebensprech-Geräuschleistung.

2. HF-Geräte

a) Senderrauschen: 8 N unter Normalpegel bzw. 110 pW für ein, 220 pW für zwei Felder.

b) Empfängerrauschen: Nachlässe für Sendepegel, Sende- und Empfangs-Verbesserungsfaktoren 3 · 0,15 = 0,45 N, für die Rauschzahl bis auf 30 KT bzw. 0,55 N, das sind zusammen Systemwert-Nachlässe von 1 N. Damit wird S_I = 16 N, S_{II} = 17 N, S_{III} = 18 N.

c) Empfänger-Nebensprechen: 70 pW je Funkfeld nur auf den zeitlich folgenden Kanal.

Die Tafel 9 zeigt 5 mögliche Schaltfälle mit ein oder zwei Funkfeldern von 20 ... 50 km Länge. Die Eintragungen der Spalten 1 bis 8 entsprechen den Eintragungen der entsprechenden Spalten von Tafel 8.

Tafel 9. Schaltfälle für Geräte der Ausführung N

Lfd. Nr.	1		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	Funkfeld-Zahl	Bez.	l km	Antenne	b_f	N_s	S	b_e	N_{Re}	Reserve pW	Reserve N	l_{ges} km	b_g
1	1	A—B	bis 20	A_1	8,4	0,4	16	7,6	250	485	0,55	bis 20	6,75
2	2	A—B	bis 20	A_1/A_4	7,9	0,4	16	8,1	90	187	0,57	bis 40	6,80
		B—C	bis 20	A_4/A_1	7,9	0,4	16	8,1	90	187	0,57		
3	1	A—B	bis 50	A_4	8,3	0,4	16	7,7	200	535	0,65	bis 50	6,75
4	2	A—B	bis 20	A_4	7,4	0,4	16	8,6	33	145	0,85	bis 70	6,80
		B—C	bis 50	A_4	8,3	3,0	17	8,7	27	350	1,30		
5	2	A—B	bis 50	A_4	8,3	3,0	17	8,7	27	250	1,15	bis 100	6,80
		B—C	bis 50	A_4	8,3	3,0	17	8,7	27	250	1,15		

Als Einzelbeiträge an Geräuschleistungen lassen sich zusammenstellen:

1. *Geräusch*	1 Funkfeld	2 Funkfelder
Endgeräte, Grundgeräusch . .	900 pW ...	900 pW
HF-Geräte, Senderrauschen .	110 pW ...	220 pW
Empfängerrauschen	250 pW ...	180 pW
	1260 pW	1300 pW
2. *Nebensprechen*		
Endgeräte	185 pW ...	185 pW
HF-Geräte (Empfänger) . . .	70 pW ...	140 pW
zusammen	255 pW	325 pW
Geräusch + Nebensprechen .	1515 pW	1625 pW

3. *Reserve*

2000—1515 = 485 pW für *ein* Funkfeld
2000—1625 = 375 pW für *zwei* Funkfelder
oder **187 pW** je Funkfeld

In den längeren Feldern (Fall 4 und Fall 5) kann in *einem* Feld auch ein Schwund von 1,5 N auftreten, ohne daß für die Gesamtstrecke 2000 pW Geräuschleistung überschritten werden. Neben den bereits erwähnten Vereinfachungen (Fortfall des Dienstkanals u. ä.), Verdoppelung der zulässigen NF-Band-Verzerrungen, die hier nicht besonders erwähnt wurden, weil sie den auch für Z 6 N-Geräte vorgesehenen Toleranznachlässen entsprechen und daher keine besondere Eigenart der Richtfunk-PPM-Geräte darstellen, sind in den vorstehenden Übertragungsforderungen nicht unerhebliche Erleichterungen zur Verbilligung des Gerätes enthalten. Sie gehen mit rd. 1 N Systemwertunterschied sogar etwas über die fünffache Geräuschleistungstoleranz hinaus, der 1/2 ln 5 = 0,8 N entsprechen würde. Außerdem ist die Antennenaufstellung schon dadurch vereinfacht, daß keine in der Unterbringung aufwändigeren 3-m-Spiegel benötigt werden. Darüber hinaus kann in Fällen, wo auf kleineren Ämtern auch die Anbringung von 2-m-Spiegeln noch besondere bauliche Kosten verursachen würde, die kleinere Antennentype (z. B. 1,2-m-Spiegel) durch entsprechend höhere Systemwerte (z. B. 3-Watt- statt 0,4-Watt-Sender) ausgeglichen werden.

Zusammenfassung

Zuverlässige technische Daten sind für die Streckenplanung unentbehrlich. Für die von deutschen Firmen entwickelten Richtfunk-PPM-Systeme sind Übertragungswerte aufgestellt worden, die den CCIF-Empfehlungen entsprechen und zu völlig angeglichenen Übertragungsergebnissen zwischen Kabel-TF-Systemen (V 60 bzw. Z 6 N) und Richtfunk-PPM-Systemen geführt haben. Die aus der bisherigen Übertragungstechnik bekannten Werte für Restdämpfung, Frequenzgang, Verzerrungen, Klirrfaktor, Stabilität und Anpassung sowie für die zulässigen Toleranzen des NF-Kanals sind unverändert übernommen und daher hier nicht besonders erwähnt worden. Dafür wurden die dieser neuen Technik eigentümlichen Zusammenhänge in der Toleranzaufteilung und in dem Ansatz der Systemdaten ausführlicher behandelt. Bezüglich technischer Einzelheiten der Impulserzeugung und der Impulsschaltungen der Systeme wird auf die bereits erschienenen Spezialveröffentlichungen verwiesen. Verwickeltere Pulsfolgen werden auf einen übersichtlichen und umkehrbaren Prinzipvorgang zurückgeführt, ähnlich dem bekannten Prinzip des Ringmodulators mit Bandsiebung in der TF-Technik. Die angeführten Geräuschbeiträge pro km stellen eine Rahmenaufteilung dar, innerhalb deren zulässige Toleranzen für beliebige Streckenlänge eingehalten werden. Die hauptsächlichsten Systemdaten wie Sendeleistung, Modulationsverbesserung, Empfängerempfindlichkeit und Bandbreite lassen sich im Systemwert, die wichtigsten Streckendaten wie Feldlänge, Wellenlänge, Antennenwirkfläche, Dämpfung der Antennenzuführungen und Weichen in der Funkfelddämpfung zusammenfassen. Aus der jeweiligen Übereinstimmung zwischen diesen errechneten und gemessenen Summenwerten ist leicht zu erkennen, ob die Übertragungsergebnisse eines Systems seinem technischen Aufwand entsprechen. Ein Planungsbeispiel und gemessene Systemwertkurven von zwei verschiedenen PPM-Systemen ergänzen die Ausführungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *Pausch* und *Thurmayer*, Mittelwertsnetzbild eines Zentralamtsbereiches der Landesfernwahl. FTZ 11 (1951).
[2] *H. Holzwarth*, Die neue Technik der Richtfunkverbindungen. VDE-Fachberichte 12 (1949).
[3] *W. Runge*, Vergleich der Rauschabstände von Modulationsverfahren. AEÜ 1949, S. 155—159.
[4] *H. Holzwarth*, Die Modulationsverfahren mit Frequenzaufteilung und mit Zeitaufteilung (Pulsmodulation) zur Mehrfachausnützung von Richtfunkverbindungen. Frequenz 1950, Heft 2, S. 33—40, Heft 3, S. 64—71, Heft 4, S. 97—101.
[5] *H. Zetzmann*, Mehrkanal-Richtfunkverbindungen. Siemens-Zeitschrift 1 (1951), S. 31—37.
[6] *G. Ulbricht*, Die Richtfunkanlage IDA 22. Telefunkenzeitung Okt. 1951, S. 143—162.
[7] *K. O. Schmidt*, Die Bestimmungsgrößen eines Dezimetersystems mit Zeit-Impulsmodulation (Pulsphasenmodulation). FTZ 8 (1951).
[8] *K. O. Schmidt*, Richtfunklinien im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich unter Berücksichtigung der Bedingungen des CCIF. Funk u. Ton 4 (1952), S. 176—190.
[9] *H. Raabe*, Untersuchungen an der wechselzeitigen Mehrfachübertragung (Multiplex-Übertragung). ENT 16 (1939), S. 213—228.
[10] *R. V. Rector* und *W. E. Sutter*, Microwave Systems for 960 and 2000 Megacycles. AJEE Proceedings 1950, Vol. 69.
[11] *K. Küpfmüller*, Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. S. Hirzel-Verlag, Stuttgart 1949, S. 11.
[12] *M. Kluge*, Quantitativer Vergleich von Modulationsverfahren in Draht- und Funktechnik. Elektrotechnik März 1948, S. 65—69.
[13] *W. Zerbel*, Das deutsche Trägerfrequenzsystem V 60. FTZ 1951, H. 5, S. 193—201, H. 6, S. 268—274.
[14] *F. Ring*, Die Übertragungseigenschaften der V 60-Trägerfrequenzgeräte. FTZ 1952, H. 3, S. 101—108 u. H. 4, S. 179—185.
[15] *E. Roessler*, Die Wirkung des Locksenders. FTZ 3 (1952), S. 97—100.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 2, FEBRUAR 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Ein Wählsternanschluß neuer Ausführung

(Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium der AEG, Fernmeldetechnik)

Von **G. Brettschneider**, Backnang

Mit 11 Bildern

DK 621.395.341

Ein für die Deutsche Bundespost entwickelter neuartiger Wählsternanschluß für 3 Hauptleitungen und 12 Zweigleitungen wird beschrieben.

A new automatic party line star switch for 3 mains and 12 partly lines is described. It has been developed for use within the German Federal Administration for Posts and Telecommunications.

Dans l'exposé qui suit est donnée la description d'un nouveau commutateur automatique (type étoile) pour 3 lignes principales desservant 12 lignes partagées. Ce commutateur a été développé pour être utilisé dans l'Administration fédérale des PTT allemande.

I. Grundsätzliche Verbesserungen

Der neue Wählsternanschluß unterscheidet sich gegenüber den bisher bekannten Ausführungen [1] durch wesentliche Verbesserungen:

1. Der Speisestromverlust entfällt. Das Anwendungsgebiet des Wählsternanschlusses wird dadurch außerordentlich erweitert und sein Einsatz in den leitungstechnisch schlecht versorgten Randgebieten der Städte in vielen Fällen überhaupt erst möglich.
2. Der am Verzweigungspunkt angeschlossene Wählsternschalter besteht nur mehr aus Relais. Mechanisch bewegte Bauteile, wie Wähler oder Wählerrelais, sind grundsätzlich nicht verwendet. Durch diese Maßnahme wird die Störungsanfälligkeit des Wählsternschalters auf ein Minimum gesenkt und der durch die dezentrale Anordnung kostspielige Pflegeaufwand vermindert.
3. Der Wählsternanschluß erfüllt alle Schaltbedingungen der künftigen Landesfernwahl.
4. Die Empfindlichkeit der Zweigleitungen gegen Erdschlüsse und Nebenschlüsse ist stark vermindert und die Möglichkeit einer Blockierung des ganzen Wählsternanschlusses verhindert. Leitungsstörungen werden in befriedigender Weise signalisiert.
5. Sonderdienstschaltungen und Sperren sind wie bei einem normalen Hauptanschluß über Trennsteckverteiler gewährleistet.

Die Verbesserungen wurden durch Anwendung eines neuartigen Relais, des sogenannten *Haft*relais, und durch geeignete schaltungstechnische Lösungen erzielt. Um die Wähler durch Relaisketten ersetzen zu können, war die Aufgabe zu lösen, die nötige Haltekraft für die Kettenrelais während des Gesprächs aufzubringen. Ein Wähler benötigt nur Strom zum Einstellen. Wenn er den gewünschten Schritt erreicht hat, bleibt er stromlos. Anders liegen die Verhältnisse bei den bisher üblichen Relaisketten. Zur Einstellung der Relais ist Erregerstrom, zum Festhalten des eingestellten Zustandes zum mindesten Haltestrom nötig. Eine örtliche Stromversorgung fehlt aber beim Wählsternschalter. Der Strombedarf muß deshalb vom Wählamt über die Sprechadern bezogen werden, wenn man eine Stromversorgung über besondere Adern, wie bei dem in der Schweiz gebräuchlichen Leitungsdurchschalter [2] vermeiden will. Über die Sprechadern fließt aber zugleich der Speisestrom für die Erregung des Mikrophons. Jede zusätzliche Stromentnahme bedeutet daher einen Speisestromverlust, damit eine Vergrößerung der Bezugsdämpfung und Beschränkung des Anschlußbereichs. Um die nötige Haltekraft aufzubringen, wurde daher auf elektrische Erregung verzichtet und dafür die Remanenz des Relaiseisens ausgenutzt.

Das normale Flachrelais wurde unter Weglassung des Trennblechs so ausgebildet, daß ein möglichst kleiner Luftspalt zwischen Kern und Anker entsteht. Die Größe der Auflageflächen an Ankerzunge und Kern wurde so gestaltet, daß die günstigste Ausnutzung des Kraftlinienflusses erzielt wurde. Zu diesem Zweck wurde je ein „Polschuh" in Kern und Anker aus nichtrostendem magnetischen Stahl eingenietet (Bild 1). Derart ausgebildete Relais können nach dem Anziehen von der Stromquelle abgeschaltet werden und benötigen keinen Haltestrom. Das Abwerfen geschieht zweckmäßig über eine besondere Gegenwicklung.

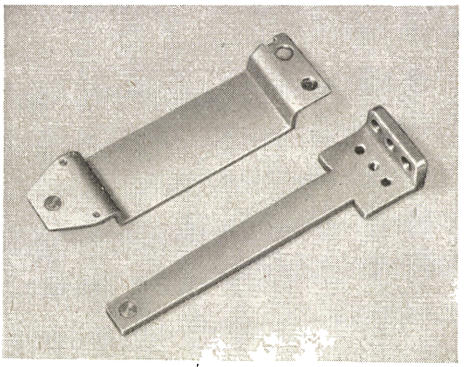


Bild 1. Kern und Anker eines Haftrelais mit „Polschuhen"

Es hat sich gezeigt, daß diese Haftrelais hinsichtlich der elektrischen Werte, der Fertigungstoleranzen usw. den üblichen Anforderungen voll entsprechen und ohne weiteres mit 15 Kontaktfedern bestückt werden können. Die Haftrelais gestatten bei manchen schaltungstechnischen Aufgaben überraschend einfache Lösungen. Sie sind mit Vorteil vor allem überall dort zu verwenden, wo ein Schaltungszustand ohne besondere Steueradern oder Stromquellen aufrechterhalten werden soll und zur Rückführung in den Ruhezustand ebenfalls nur Stromwege zur Verfügung stehen, die in erster Linie für andere Zwecke ausgenützt werden, z. B. als Sprechadern.

II. Aufbau

Der Wählsternanschluß besteht aus dem Wählsternschalter und dem dazugehörigen Übertragungsrahmen im Amt. Bild 2 zeigt den Übersichtsplan. Der Wählsternschalter ist der Verknotungspunkt für die den Teilnehmern zugeordneten 12 Zweigleitungen (ZwL). Drei Doppeladern, die sogenannten Hauptleitungen (HL), verbinden ihn mit dem Übertragungsrahmen. Dieser

enthält für jede HL eine Übertragung mit einem Drehwähler, während der Wählsternschalter für jede HL einen Relaiswähler aufweist. Der Relaiswähler hat im ankommenden wie im abgehenden Verkehr die Aufgabe, eine ZwL mit der betreffenden HL zu verbinden. Die Übertragung im Amt schaltet im abgehenden Verkehr

Sämtliche Bauteile des Wählsternschalters — 57 Relais, 3 Kondensatoren, 15 Gleichrichter — sind auf einer Grundplatte untergebracht, die vorn und hinten staubdicht gekapselt ist. Dieser Relaiskoffer wird in einer Vorrichtung federnd derart aufgehängt, daß nur eine Schraube, die gleichzeitig die Erdzuführung ist, ange-

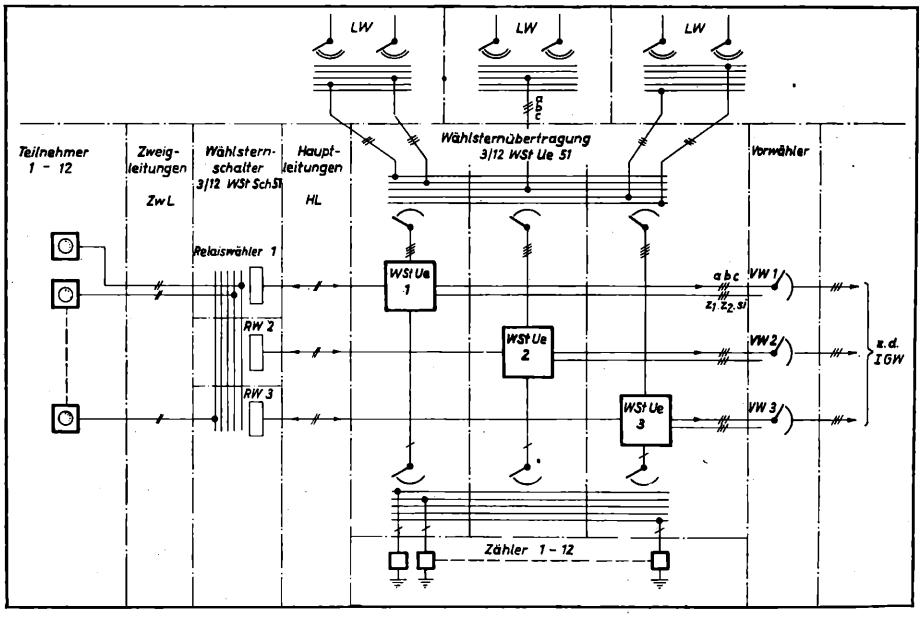


Bild 2. Übersichtsplan des Wählsternanschlusses 3/12

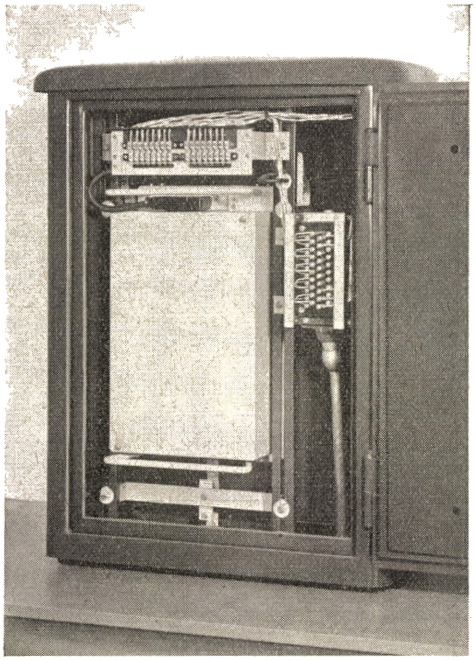


Bild 3. Der Wählsternschalter, in ein KV-Gehäuse eingebaut

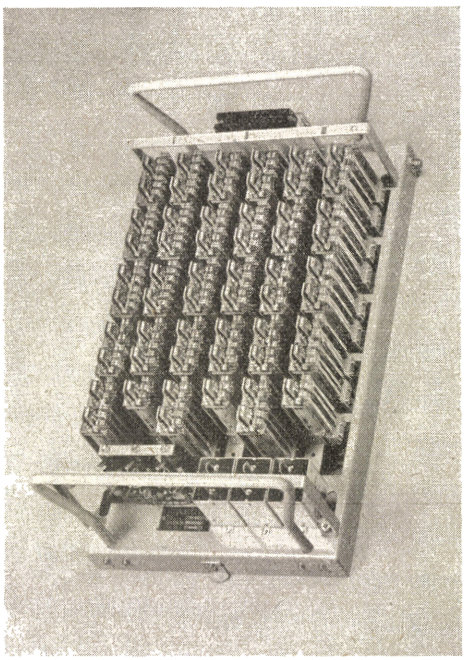


Bild 4. Der Wählsternschalter, ohne Kappe

die HL zum ersten Vorwähler durch, betätigt den Zähler des anrufenden Teilnehmers und sperrt diesen in ankommender Richtung. Im ankommenden Verkehr verbindet die Übertragung den betreffenden Leitungswähler-Ausgang mit einer freien HL. Zur Kennzeichnung des einzelnen Teilnehmers dient im Amt ein Drehwähler, der abgehend als Mitläufer und ankommend als Abgreifer ebenso viele Schritte wie der Relaiswähler im Wählsternschalter ausführt. Der Einstellvorgang ist also synchron und stellt eine Suchwahl dar.

zogen zu werden braucht. Die Verbindung zu einem Rangierverteiler wird über eine 30polige Messerleiste und ein Gummikabel hergestellt. Bei Störungen kann der Wählsternschalter sehr schnell und einfach mit zwei Handgriffen ausgewechselt werden.

Der Relaiskoffer mit Aufhängevorrichtung und Rangierverteiler wird bei der Aufstellung im Freien in den bekannten Kabelverteiler-Gehäusen untergebracht, wobei eine der 3 Buchten für Endverschlüsse freibleibt (Bild 3 und 4). Durch den Dauerstrom in den Sprechadern werden ungefähr 4 Watt verbraucht, die eine

Übertemperatur von 4° C erzeugen. Dadurch wird die Bildung von Kondenswasser im Innern des Wählsternschalters verhindert. Bei Aufstellung in Innenräumen wird statt des Kabelverteiler-Gehäuses ein einfaches Blechgehäuse bei sonst gleichem Einbau benutzt.

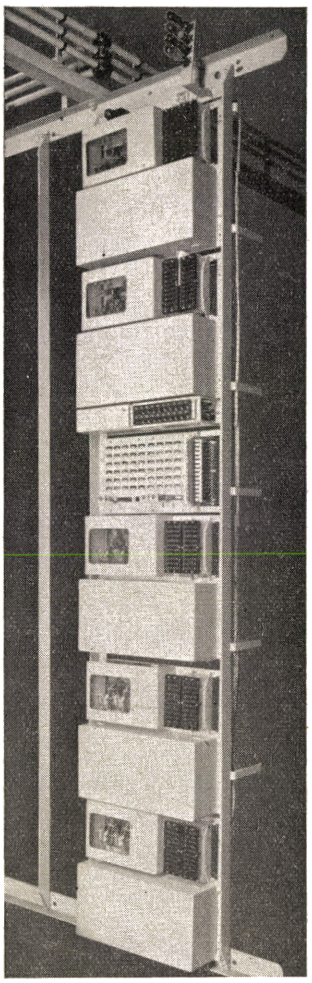


Bild 5. Gestellrahmen für 5 Wählsternübertragungen

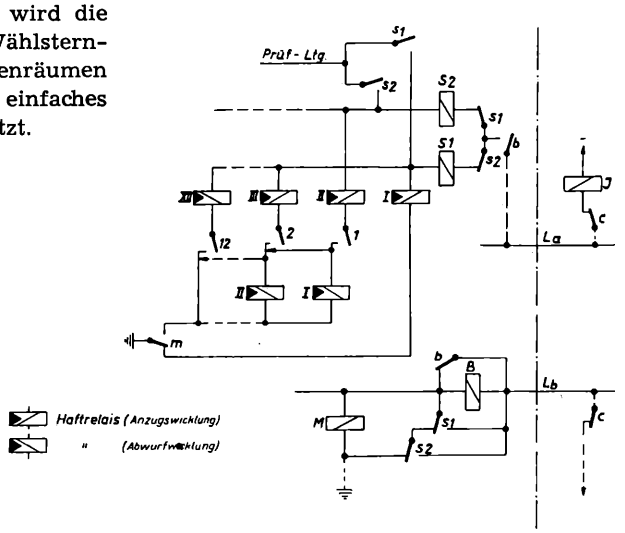


Bild 6. Relaiswähler

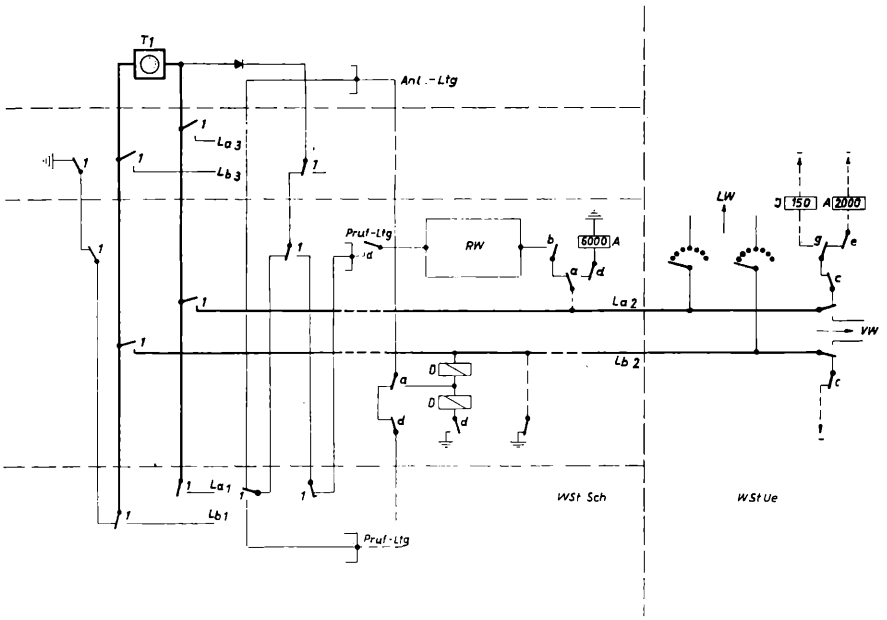


Bild 7. Teilnehmerschaltung

Im Amte werden die Übertragungen für je 5 Wählsternanschlüsse — d. s. 60 Zweigleitungen — in einem besonderen Gestellrahmen untergebracht. Im Mittelfeld dieses Gestellrahmens sind 60 Zähler, die Sicherungen, Lampen und Tasten angeordnet (Bild 5).

III. Schaltungstechnische Ausführung

a) Der Relaiswähler (Bild 6)

Der Relaiswähler ist in zwei Gruppen eingeteilt, und zwar: 1. S_1, die Anzugswicklungen von I, III ... XI sowie die Abwurfwicklungen von II, IV ... XII und 2. die Anzugswicklungen II, IV ... XII, die Abwurfwicklungen I, III ... XI sowie S_2. Die Relais I bis XII sind Haftrelais. Bei Anlegen von Spannung an den Relaiswähler über *J* und *La* ziehen *J*, I und S_1 an. S_1 trennt den Stromkreis für S_2 auf und bringt *M* durch Aufhebung des Kurzschlusses zum Anzug, das sich während der Suchwahl weiter über die b-Ader hält. Wenn *M* den Stromkreis für I unterbricht, bleibt I als Haftrelais angezogen, während *J* und S_1 wieder abfallen. Nun können S_2 und II sowie wiederum *J* anziehen. Die Abwurfwicklung von I ist so lange durch die Kontakte der Kettenrelais kurzgeschlossen, bis II betätigt wird. Dann wird I abgeworfen und unterbricht den Stromkreis für II, S_2 und *J*. II bleibt angezogen, S_2 und *J* fallen wieder ab. In dieser Weise steuert sich der Relaiswähler in Selbstunterbrechung weiter, und *J* erhält bei jedem Schritt einen Impuls und steuert den Drehmagnet des Drehwählers in der Übertragung.

Wenn S_1 oder S_2 über die Prüfleitung Erde findet, bleibt es angezogen, *B* fällt infolge dauernden Kurzschlusses ab, und der Relaiswähler wird von der Leitung *La* abgetrennt. Bei der Auslösung zieht zunächst *M* an, der Relaiswähler läuft bis zum Abwerfen von XII durch, und dann fällt *M* durch Kurzschluß wieder ab. Der Drehwähler läuft unabhängig davon in die Ruhelage. Hierdurch ist gewährleistet, daß Relaiswähler und Drehwähler nach der Auslösung wieder in der Nullage sind, selbst wenn sie sich, z. B. bei Betätigen von Hand, nicht auf demselben Schritt befanden.

b) Die Teilnehmerschaltung (Bild 7)

Um die in der Teilnehmerschaltung sonst üblichen Relais einsparen zu können, mußten deren Aufgaben

von Kontakten der Kettenrelais übernommen werden. Dies war deshalb möglich, weil die Relais der Relaiswähler zur schrittweisen Weitersteuerung nur je einen Kontakt benötigen und daher 5 Kontakte für die eigentlichen Schaltaufgaben verfügbar sind.

Sämtliche Teilnehmer liegen parallel, durch Gleichrichter entkoppelt, über Ruhekontakte ihrer jeweiligen Kettenrelais der 3 Relaiswähler mit der *a*-Ader ihrer ZwL an einer gemeinsamen Anlaßleitung und mit der *b*-Ader ihrer ZwL an Erde. Im Ruhezustand ist *A* angezogen, so daß die Anlaßleitung mit dem *D*-Relais des ersten freien Verbindungsweges verbunden ist. Hebt ein Teilnehmer seinen Handapparat ab, so zieht *D* über Erde, Teilnehmerschleife und Spannung an der *b*-Ader in der Übertragung an. *D* unterbricht den Ruhestromkreis in der *a*-Ader, so daß die Relais *A* im Wählsternschalter und in der Wählsternübertragung abfallen.

und trennt den Ruhestromkreis in der *a*-Ader auf. Die Suchwahl selbst verläuft genau so wie bei abgehender Belegung. Jedoch wird der Relaiswähler nun durch den Anzug von *C* in der WStUE stillgesetzt.

c) Die Abgreiferschaltung (Bild 8)

Bei der Abgreiferschaltung treten zwei Schwierigkeiten auf: Erstens müssen das LW-Vielfach und das Abgreifer-Vielfach so zusammengeschaltet werden, daß auf beiden Seiten ein Doppelprüfen verhindert wird. Zweitens müssen auch hier wie bei der Teilnehmerschaltung sämtliche 12 LW-Ausgänge parallel mit einer Anlaßleitung verbunden werden, ohne daß diese Verbindungen durch Relaiskontakte wieder aufgetrennt werden können.

Zur Entkopplung der beiden Vielfache dienen hierbei 800-Ohm-Widerstände.

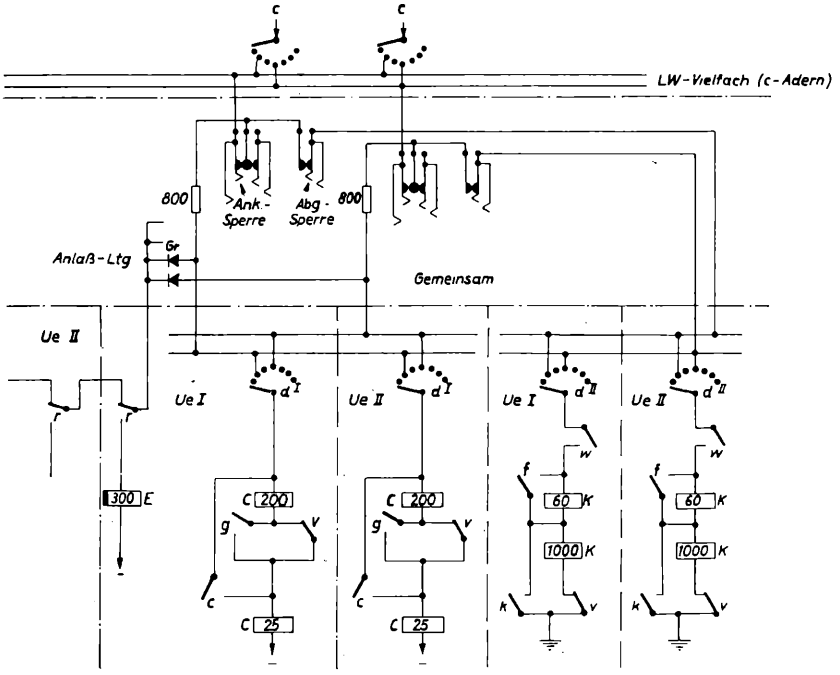


Bild 8. Die Abgreiferschaltung. Auszug für 2 LW-Ausgänge und 2 Übertragungen

Der Relaiswähler und das Impulsrelais *J* sind jetzt über *La* miteinander verbunden. Die Suchwahl beginnt und wird so lange fortgesetzt, bis die Prüfleitung über den Apparat des abhebenden Teilnehmers durch die Kontakte des Kettenrelais geschlossen wird. Dann wird in der vorher geschilderten Weise der Relaiswähler stillgesetzt, das zuletzt betätigte Kettenrelais bleibt angezogen und verbindet den Teilnehmer mit der HL. Der Teilnehmer ist von der Anlaßleitung und damit von der Parallelschaltung mit den anderen Teilnehmern sowie von der Erde durch Ruhekontakte seines Kettenrelais abgetrennt. Außerdem sind seine beiden Prüfleitungen zu den anderen Relaiswählern ebenfalls durch Ruhekontakte aufgetrennt, so daß beim Überlaufen eines anderen Relaiswählers über den sprechenden Teilnehmer kein Aufprüfen möglich ist.

Während die Relaiskette durchschaltet, läuft im Amt bereits der I. VW an und sucht einen freien I. GW. Die Suchwahl bringt also kaum einen zusätzlichen Zeitverlust.

Bei ankommendem Verkehr zieht zur Einleitung der Suchwahl das Relais *E* in der WStUe an (s. unter c), Im Ruhezustand ist *R* in der Übertragung angezogen. Wird ein LW-Ausgang ankommend angesteuert, so zieht über die Prüferde an der *c*-Ader das *E*-Relais in der ersten freien Übertragung an, bringt *G* zum Anzug und leitet die Suchwahl ein. Wenn der Abgreifer den belegten LW-Ausgang erreicht, zieht *C* an und stoppt die Suchwahl. *C* 200 wird kurzgeschlossen und über *C* 25 Sperrpotential an diesen Schritt des Abgreifers gelegt, so daß ein anderer Wähler nicht auf denselben Schritt aufprüfen kann.

Bei abgehendem Verkehr ist *W* angezogen, und *K* sowie *C* ziehen bei Beendigung der Suchwahl nach Abfall von *V* über Bahn d^{I} und d^{II} an. *K* 1000 wird kurzgeschlossen, so daß über *K* 60 Sperrpotential an diesem LW-Ausgang liegt und den Teilnehmer für ankommende Verbindungen als besetzt kennzeichnet. Umgekehrt kann *K* parallel zu *P* 60 im LW nicht ansprechen, wenn der Teilnehmer während der Suchwahl ankommend belegt wurde. Bei Zählung während des Gesprächs zieht *F* in der Übertragung an und schließt auch *K* 60 kurz. Hierdurch wird das Aufschalten vom Fernamt her verhindert (Fernsperrung).

Die Auslösung wird durch Abfall von *C* eingeleitet. Bei abgehendem Verkehr wird *W* durch Gegenerregung abgeworfen, wenn der I. VW die Ruhelage erreicht hat, und damit fallen auch *C* und *K* ab, während *C* im ankommenden Verkehr abfällt, sobald im LW die Erde von der *c*-Ader abgetrennt wird, d. h. wenn beide Teilnehmer aufgelegt haben.

d) Sonderdienste

Die Sonderdienstschaltungen — ankommende und abgehende Sperre, Vollsperre, Bescheidschaltung und Fernsprechauftragsdienst — werden mit den gleichen Steckern wie bei Einzelanschlüssen an Trennsteckverteilern durchgeführt (Bild 8). Besondere Maßnahmen erfordert hierbei nur die abgehende Sperre, die ja nicht im WStSch, sondern in der WStUe durchgeführt werden soll. Ob ein gesperrter oder nicht gesperrter Teilnehmer einen Gesprächsaufbau versucht, kann in der WStUe aber erst nach Beendigung der Suchwahl festgestellt werden. Auch muß wie bei einem normalen Gesprächsaufbau der Teilnehmer von der Anlaßleitung abgeschaltet und diese weitergeschaltet werden, um die übrigen Teilnehmer nicht zu sperren. Daher wird die Suchwahl zunächst normal durchgeführt, dann aber bei einem abgehend gesperrten Teilnehmer der Anzug von *K* und *C* durch die Auftrennung des entsprechenden Trennsteckverteilerkontaktes verhindert. Die Leitung zum GW bleibt daher aufgetrennt. Die weiteren Vorgänge sind aus dem Abschnitt über Leitungsstörungen zu entnehmen.

e) Leitungsstörungen (Bild 9)

Da die HL in beiden Richtungen betrieben werden, muß bei Störungen eine doppelte „rückwärtige Sperrung", d h. eine Weiterschaltung der abgehenden und ankommenden Anlaßleitung eintreten. Aus diesem Grunde fließt über beide Adern ein Ruhestrom, bei dessen Unterbrechung, z. B. durch Leitungsbruch, durch Abfall der beiderseitigen Ruhestromrelais *A* und *B* die erwähnte Weiterschaltung erreicht wird. *A* und *B* liegen im WStSch an Erde, da ja keine örtliche Stromquelle vorhanden ist. Dies bringt nun die Schwierigkeit mit sich, daß auch kein eindeutiges Kriterium für Erd- oder Nebenschlüsse zu finden ist. Aus diesem Grunde werden Fehler erst signalisiert, wenn sie den Versuch

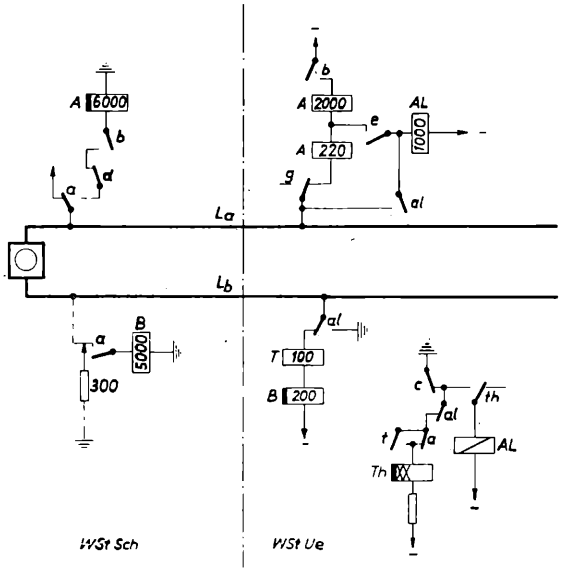


Bild 9. Schaltung zur Leitungsüberwachung und Störungssignalisierung

eines Verbindungsaufbaues stören. Außerdem wurde mit Erfolg ein neues Prinzip eingeführt, daß nämlich ein Leitungsalarm nur so lange bestehen bleibt, wie die Leitung tatsächlich gestört ist.

Zu diesem Zweck sind die *A*-Relais so bemessen, daß sich bei abgehender Belegung nach Öffnen von *d* das Relais *A* in der WStUe über einen störenden Erd- oder Nebenschluß bindet und bei ankommender Belegung nach Öffnen von *g* das gleichnamige Relais *A* im WStSch über den störenden Nebenschluß angezogen bleibt. Außerdem liegt an der *b*-Ader das Relais *T* im Fehlstrom. *T* zieht an bei Abfall von *A* im WStSch infolge der dadurch hervorgerufenen Stromverstärkung sowie bei niederohmigen Erdschlüssen an der *b*-Ader.

Diese Schaltvorgänge werden mit einer Zeitverzögerung von einigen Sekunden nach Heizung des Thermorelais *Th* zur Alarmierung ausgewertet. Zwar wird *Th* bei jeder Suchwahl kurzzeitig geheizt, jedoch wird der Kontakt nur in folgenden Fällen betätigt:

1. Wenn bei Aufnahme eines Anreizes (ankommend: *A* ab, abgehend: *T* an) *C* nicht anzieht. Dies ist dann der Fall, wenn entweder keine Suchwahl stattfindet oder wenn der Teilnehmer abgehend gesperrt ist Die Suchwahl wird unterdrückt, wenn bei abgehendem Verkehr *A* in der WStUe nicht abfällt (Erde an der *a*-Ader oder Nebenschluß) oder wenn bei ankommendem Verkehr *A* im WStSch erregt bleibt (Nebenschluß).
2. Wenn *T* über Erdschluß an der *b*-Ader anzieht.

Th bringt *AL* zum Anzug. Außerdem wird *AL* im ankommenden Verkehr durch *E* probeweise an die *a*-Ader gelegt und zieht bei störendem Erdschluß ohne vorherige Heizung von *Th* an. *AL* kann sich nur über Erde an der *a*-Ader oder über einen Nebenschluß bzw. die *Tln*-Schleife binden (Daueralarm), da durch *AL* die Spannung von der *b*-Ader abgetrennt wird, *B* im WStSch abfällt und die Erde von der *a*-Ader abschaltet. Bei Erdschlüssen an der *b*-Ader fällt daher *AL* nach Abkühlung von *Th* wieder ab, *Th* wird wieder aufgeheizt usw. (pulsierender Alarm).

Störungen von ZwL, die zu einem Anreiz führen können (Erde an *a*-Ader, Nebenschluß), behindern den Verbindungsaufbau nicht, sondern nur die abgehende Wahl. In diesem Falle erscheint im GW das Signal „*Tln* wählt nicht", und der betreffende Teilnehmer und die von ihm belegte HL bleiben gesperrt. Der Anreiz wird erst bei ungefähr 1000 Ohm gegen Erde von *D* aufgenommen, so daß selbst in dem Fall, daß sämtliche 12 ZwL eine Ableitung von 20 kOhm aufweisen, keine Belegung stattfindet.

Eine Blockierung des ganzen WStA dadurch, daß ein Verbindungsweg nach dem anderen von einer ZwL her, z. B. bei Flackern des Teilnehmers oder pulsierenden Erdschlüssen durch Baumäste, stillgesetzt wird, ist deshalb nicht möglich, weil das *AL*-Relais sich nur über die störende Erde selbst halten kann. Eine ZwL kann aber immer nur mit *einer* HL verbunden sein, so daß auch nur dieser Verbindungsweg blockiert werden kann.

f) Der Sprechweg (Bild 10)

Wenn alle Relais im WStSch abgefallen sind, liegt Erde über *M* an der *b*-Ader. Diese Erde bei der Durchschaltung von der *b*-Ader abzutrennen und das hierbei betätigte Relais so anzuordnen, daß es zwar einen Aus-

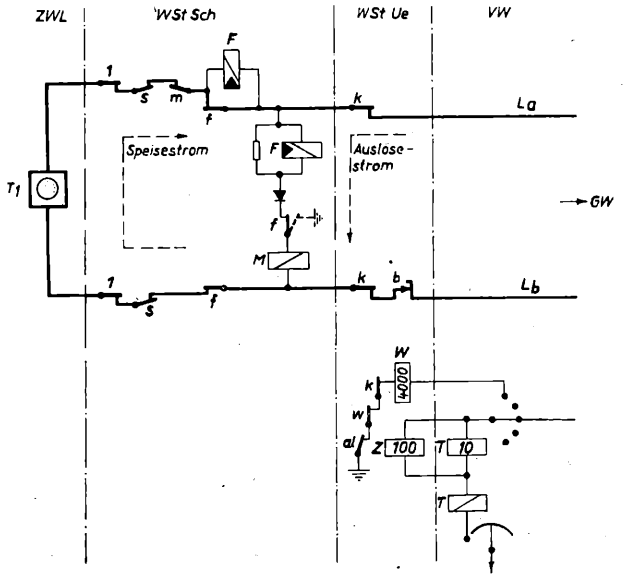


Bild 10. Die Sprechadern bei abgehendem Gespräch

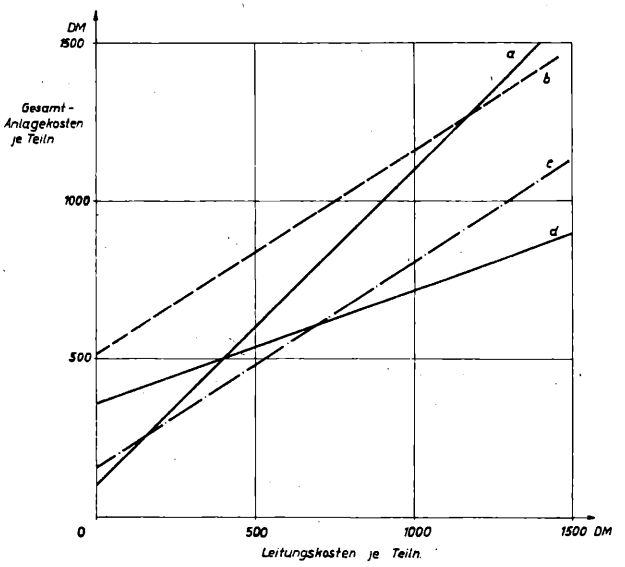


Bild 11. Anlagekosten in Abhängigkeit von den Leitungskosten
a Einzelanschluß
b Zweieranschluß bei einer monatlichen Gebührensenkung von 3 DM (für 10 Jahre kapitalisiert)
c Zweieranschluß ohne Gebührensenkung
d Wählsternanschluß 3/12

löseimpuls aufnehmen kann, aber keine Speisestromverluste, Dämpfung oder Impulsverzerrungen bewirkt, ist die zu lösende Aufgabe, da ja keine Teilnehmerrelais vorhanden sind. Zu diesem Zweck ist das Haftrelais *F* in der *a*-Ader angeordnet. Es wird bei der Durchschaltung über die Speisestrombrücke im LW oder GW und die Teilnehmerschleife erregt. Bei der Betätigung schließt *F* sich mit eigenem Kontakt kurz und zieht mit Hilfe des Kurzschlußstromes voll durch. Mit einem weiteren Kontakt trennt es die Erde von der *b*-Ader ab und schaltet die Abwurfwicklung vorbereitend zwischen die *a b*-Adern. In Reihe mit dieser Abwurfwicklung liegt ein Gleichrichter, der so gepolt ist, daß ein Abfließen des Speisestroms über diese Brücke gesperrt wird. Infolge des scharfen Knicks in der Gleichrichterkennlinie und des Umstandes, daß der Gleichrichter in der Sperrichtung vorgespannt ist, kann auch die Sprechwechselspannung über diese Brücke nicht abfließen.

Bei der Auslösung wird in der Übertragung ein Spannungswechsel bewirkt, so daß die Gegenwicklung von *F* erregt und *F* abgeworfen wird.

Die Leitung unterscheidet sich bei dieser Schaltung im Sprechzustand praktisch nicht von einer normalen Anschlußleitung.

IV. Wirtschaftlichkeit

Für die Beurteilung der Wirtschaftlichkeit des Wählsternanschlusses interessiert vor allem der Vergleich mit einem Einzelanschluß bei Abhängigkeit von der Leitungslänge. Es ist klar, daß bei sehr kurzen Leitungen der Einzelanschluß, bei langen der Wählsternanschluß wirtschaftlicher ist. Aber wo ist die Grenze? Soll ein Wählsternanschluß nur ausnahmsweise an den Ortsnetzgrenzen oder auch im Regelausbau eingerichtet werden?

Leider fehlen bisher zuverlässige Angaben über die durchschnittlichen Kosten von Anschlußleitungen je km bei verschiedenen Ortsnetzgrößen. Im Einzelfall können die Kosten von Anschlußleitungen sehr verschieden sein. In Bild 11 ist deshalb die Abhängigkeit der Gesamtanlagekosten — Leitung + technische Einrichtung je Teilnehmer — von den Leitungskosten je Teilnehmer in DM dargestellt, ohne auf die Leitungslänge einzugehen. Die Linie des Einzelanschlusses verläuft bei dieser Darstellung natürlich unter 45°, während ein Wählsternanschluß einen entsprechend kleineren Winkel aufweist. Hierbei ist der Wählsternanschluß nur für 10 statt für 12 Teilnehmer berechnet worden, so daß auf jeden Teilnehmer die Kosten von 3/10 Leitung und 1/10 Wählsternanschluß entfallen. Man sieht, daß diese Linie sich mit der des Einzelanschlusses bei Leitungskosten von 400 DM kreuzt. Die Einrichtung eines Wählsternanschlusses bringt daher von dieser Leitungslänge ab Einsparungen. Wenn man damit die heutigen durchschnittlichen Leitungskosten je Neuanschluß in großen Ortsnetzen von über 1000 DM vergleicht, ergibt es sich, daß der Wählsternanschluß auch im Regelausbau große Vorteile bietet. Eine Ausnahme bilden vielleicht die Teilnehmer innerhalb des 2-km-Kreises, die mit 0,6 oder neuerdings mit 0,4 mm starken Adern angeschlossen werden können.

Im Vergleich zum Wählsternanschluß sind noch die Linien für einen Zweieranschluß ohne und mit Gebührenermäßigung angegeben. Man sieht, daß bei einer Gebührenermäßigung von z. B. 3 DM monatlich der Wählsternanschluß dem Zweieranschluß wirtschaftlich erheblich überlegen ist.

Schrifttum

[1] *W. Pietsch:* Wählsternschalter und Gemeinschaftsanschlüsse in den Fernsprechortsnetzen. Postarchiv Bd. 69 (1941), S. 143.
[2] *E. Kurz:* Leitungsdurchschalter. Techn. Mitt. d. Schweizerischen PTT, Jg. 28 (1950), S. 228.
[3] *W. Pietsch:* Neue Gesichtspunkte für eine Unterteilung der Fernsprechhauptanschlüsse. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1939, S. 222.
[4] *Hans Dreyer:* Batterielose Umschalter für zehn und mehr sternförmig angeschlossene Teilnehmer. Siemens Techn. Mitt. d. Fernmeldewerks, Abt. f. Fernsprechgerät, Bd. 3 (1941), S. 59.
[5] *H. Spülbeck:* Die Gemeinschaftsanschlüsse der Deutschen Reichspost. TFT, Jg. 29 (1940), S. 258.
[6] *H. Spülbeck:* Grundsätzliches über Wählsternanschlüsse. TFT, Jg. 31 (1942), S. 167.
[7] *M. Langer:* Der Einfluß der Gemeinschaftsumschalter und der Dezentralisation auf den Aufbau der Ortsämter und auf die Gestaltung der Ortsnetze. Frequenz, Bd. 3 (1949), S. 366.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6 HEFT 2, FEBRUAR 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Der Stand der Entwicklung von Richtfunkgeräten und der Planung von Richtfunkverbindungen in der deutschen Bundesrepublik

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **K. O. Schmidt**, Darmstadt

Mit 13 Bildern

DK 621.396.43

Die Fortschritte auf dem Gebiete der Richtfunktechnik führen zur Erweiterung ihrer Anwendungsbereiche. Der Stand der Entwicklung für die drei wichtigsten Richtfunksysteme, die Breitband-Technik für die Übertragung des Fernsehens, die Vielkanal-Technik zur Übertragung großer Fernsprechbündel und die Zeit-Multiplex-Technik zur Übertragung kleiner Fernsprechbündel wird unter Angabe der erreichten Werte beschrieben. Es werden einige Hinweise für die Planung von Weitverkehrsverbindungen und von Nahverkehrsverbindungen gegeben. Mit einem Ausblick auf die künftige Entwicklung und einer Zusammenfassung der bisher gewonnenen Erfahrungen schließt die Arbeit.

Progress in directional wireless engineering leads to extend the field of its practical application. This article describes the present situation in the development of the three most important directional wireless systems, including the obtained values, i. e. broad band engineering for TV-transmission, multi-channel engineering for transmission of big telephone bundles, and the time division multiplex engineering for transmission of smaller telephone bundles. Some indications are given for planning of long and short distance links. Finally the article gives an outlook into the future development and a summary of the experiences that have been made so far.

Les progrès dans la technique de transmission à ondes dirigées conduisent à l'extension des domaines de son application pratique. Le présent exposé donne une description de la situation actuelle du développement des trois systèmes à ondes dirigées les plus importants, c'est-à-dire de la technique à large bande pour la transmission de télévision, de la technique à canaux multiples pour la transmission de forts faisceaux téléphoniques, et de la technique de transmission multiplex par impulsions modulées en temps à utiliser en cas de plus faibles faisceaux téléphoniques, tout en indiquant les valeurs obtenues. De plus, il y a quelques indications sur des projets pour l'établissement de liaisons à grande et à courte distance. L'exposé se finit par une perspective du développement futur ainsi que par un résumé des expériences faites jusqu'à présent.

I. Die Aufgabengebiete der Richtfunktechnik

Der Anwendungsbereich und die Aufgabengebiete der Richtfunktechnik sind in hohem Maße von den wissenschaftlichen Erkenntnissen, den technischen Fortschritten und dem wirtschaftlichen Stand der Fertigung abhängig. Es ist daher von Zeit zu Zeit notwendig, diesen Entwicklungszustand zu überprüfen, um aus dem bisherigen Ablauf Schlüsse auf die künftigen Möglichkeiten ziehen zu können, und um auch bei den laufenden Geräteentwicklungen und Streckenplanungen den zweckmäßigsten Weg zu gehen. Gerade die Richtfunktechnik als neuester Zweig der Nachrichtenübertragung bietet eine solche Vielfalt von Möglichkeiten hinsichtlich der Wahl der Wellenlängen, der Modulationsverfahren, der Röhrenarten, der Energieleitungen und der Antennenbauweisen, daß es erforderlich ist, den Entwicklungsstand von Jahr zu Jahr aufs neue zu betrachten.

So kann z. B. eine Vereinfachung bzw. Verbilligung des Zwischenverstärkers ein bisher verschlossenes Anwendungsgebiet eröffnen oder ein bestehendes Aufgabengebiet wesentlich erweitern. Die Verbesserung der Senderöhren hinsichtlich der Leistung, der Lebensdauer und des Wirkungsgrades bei gleichzeitiger Senkung der Herstellungskosten spielt ebenfalls eine wesentliche Rolle bei der Verschiebung der wirtschaftlichen Entfernungsgrenze.

Da allgemeine Betrachtungen über die Aufgabengebiete der Richtfunktechnik schon an anderer Stelle [1, 2, 3] angestellt worden sind, soll hier nur berichtet werden, welcher Stand der Entwicklung inzwischen erreicht ist und welche Wege zur Verbesserung der Technik und der Wirtschaftlichkeit noch gegangen werden müssen bzw. bereits z. T. eingeschlagen sind.

II. Der Stand der Entwicklung von Richtfunkgeräten

A. Die Breitbandtechnik zur Übermittlung des Fernsehens

Die Richtfunkgeräte, die für die Fernsehübertragungslinie Köln—Hamburg bereits im Jahre 1950 bestellt wurden, werden in nächster Zeit fertiggestellt sein. Bild 1 zeigt ein Sende- und Empfangsgestell und Bild 2 eine neue Parabolspiegelantenne mit rückwärtiger Einspeisung. Eine eingehende Gerätebeschreibung wird voraussichtlich in einer der nächsten Nummern der Telefunkenzeitung erscheinen. Hier seien nur kurz einige technische Angaben wiederholt, die der Auftragserteilung zugrunde gelegt, z. T. auch schon an anderer Stelle [1] veröffentlicht und dem heutigen Stand der Technik mit geringfügigen Abänderungen angepaßt sind.

FM-Breitband- (6 MHz-) Fernsehsystem

Wellenbereich	= 1700 . . . 2300 MHz (15-cm-Bereich)
belegte HF-Kanalfrequenzen	= 1755, 1815, 1875, 1955, 2055 MHz
Senderleistung	= 5 Watt
Bandbreite der ZF	= 30 MHz
Bandmittenabstand	= 60 MHz
Modulationsart	= Frequenzmodulation
Modulationsindex	= 1
Verbesserungsfaktor durch Modulation	= ~ 2 db (ohne Preemphasis)
KT-Wert des Empfängers	= n = 20 = 13 db
Antenne	= Parabolspiegel mit 3 cm ϕ, erregt durch vertikalen $\lambda/2$-Dipol

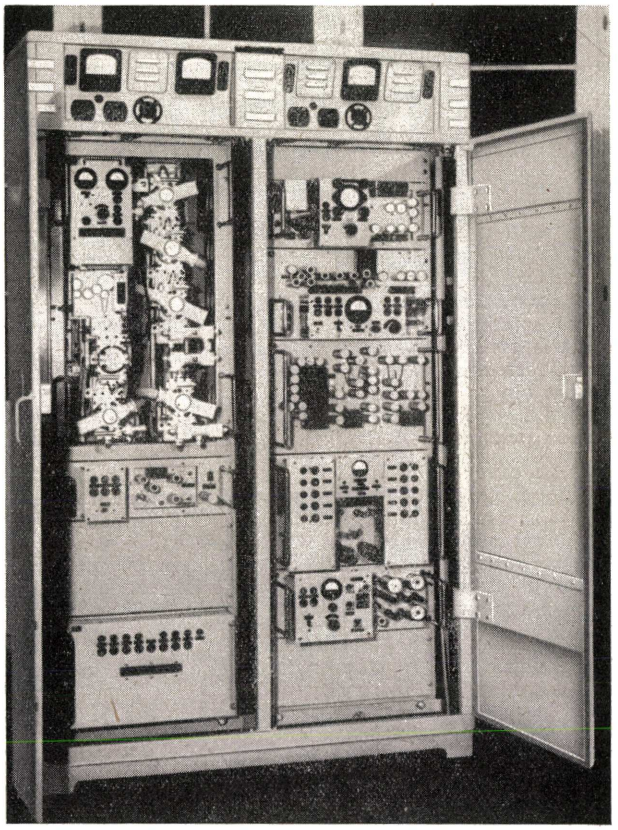


Bild 1. Endstelle (Senden) eines Richtfunkgerätes für Fernseh-Übertragung (Werkphoto der Firma Telefunken)

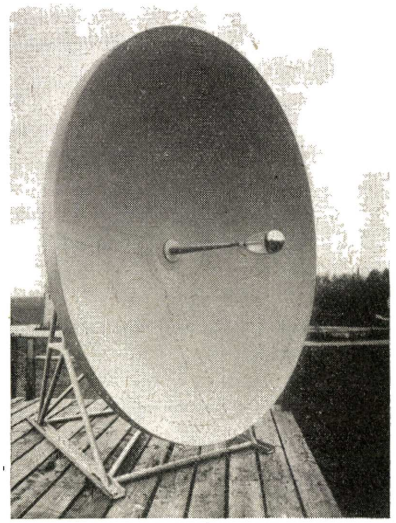


Bild 2. Parabolspiegel mit rückwärtiger Einspeisung. Spiegeldurchmesser 3 m, $\lambda = 15$ cm (Werkphoto der Firma Telefunken)

Antennengewinn V_A = 4,2 Neper = 36 db (bezogen auf den Kugelstrahler; $V_A = 0$)
Halbwertsbreite γ_H = $3{,}3^0$ ($\pm 1{,}65^0$)
γ_E = $4{,}4^0$ ($\pm 2{,}2^0$)
Rauschabstand P_R = 56 db (im Funkfeld) gemessen zwischen Signaleffektivwert und Rauscheffektivwert
Schwundreserve und Toleranz P_{schw} = 20 db

Aufgenommene Leistung:

a) des Senders = 1,64 kVA
b) des Empfängers = 0,82 kVA
c) der Relaisstelle = 1,5 kVA

B. Die Vielkanaltechnik zur Übertragung großer Fernsprechbündel

Ein Versuchsmuster für diese Technik wird voraussichtlich im Laufe des Jahres 1953 fertiggestellt sein und schließt sich eng an die Geräte der Fernseh-Breitband-Technik an. Das Muster hat die geforderten, nachstehend angegebenen technischen Werte.

FM-Vielkanal-Fernsprechsystem

Wellenbereich = 3600 ... 4200 MHz (8-cm-Bereich)
geplante Kanalzahl pro Sender = 240 (gegebenenfalls Erweiterung auf 600)
mögliche Zahl der Sender pro Antenne = 5
Sendeleistung = 5 (10) Watt
Modulation = Frequenzmodulation (FM)
Modulationsindex ≅ 3

Verbesserungsfaktor durch Modulation

für das gesamte Band ~ 1,4 N = 12 db
KT-Wert des Empfängers = $n = 20 = 13$ db
Antenne = Parabolspiegel mit 3 m ϕ, erregt durch vertikalen Dipol
Antennengewinn V_A = 4,8 Neper = 42 db
Halbwertsbreite γ_E = ± 1,1
γ_H = ± 0,8
Rauschabstand P_R = 6,7 Neper = 58 db
Schwundreserve + Toleranz P_{schw} = 20 db
Aufgenommene Leistung: Etwa wie unter II A.

C. Die Zeit-Multiplex-Technik zur Übertragung kleiner Fernsprechbündel

Die Bilder 3 und 4 zeigen eine Endstelle und eine Relaisstelle einer Richtfunkanlage für 24 (22) Kanäle mit Pulsphasenmodulation (PPM). Diese Anlage ist für den Fernsprechverkehr zwischen Darmstadt und Frankfurt vorgesehen. Die eine Endstelle befindet sich im

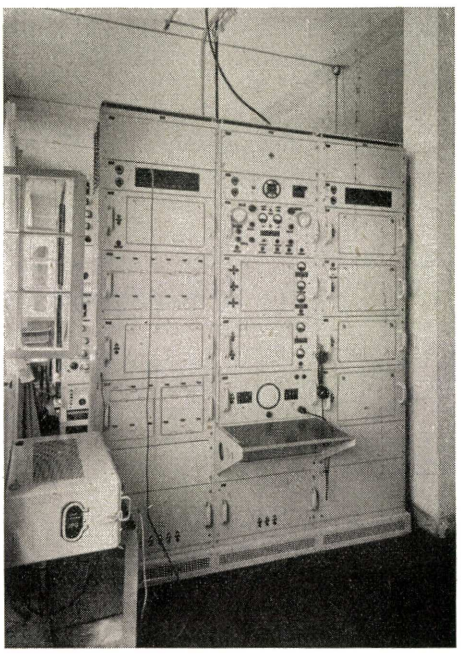


Bild 3. Endstelle des PPM-24-Kanalgerätes (Modulationsgestell, HF-Gestell, Demod.-Gestell) (Werkphoto der Firma Telefunken)

Gebäude des Fernmeldetechnischen Zentralamtes in Darmstadt, die Relaisstelle auf dem Feldberg (Entfernung rd. 45 km) und die andere Endstelle in Frankfurt

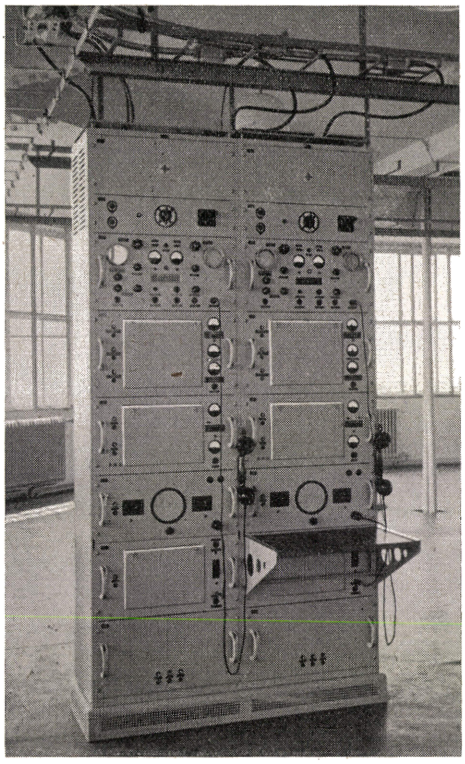


Bild 4. Relaisstelle des PPM-24-Kanalgerätes (2 HF-Gestelle) (Werkphoto der Firma Telefunken)

(Entfernung rd. 18 km). Zur Zeit ist die Anlage mit 3 Dienstleitungen beschaltet. Nach Fertigstellung der Übertragungen und Aufbau der Gabelgestelle werden auch die übrigen Kanäle beschaltet und im Selbstwählfernverkehr eingesetzt werden.

Die Antennen dieser Anlage sind in den Bildern 5 und 6 dargestellt. Aus Platzmangel wurde auf dem

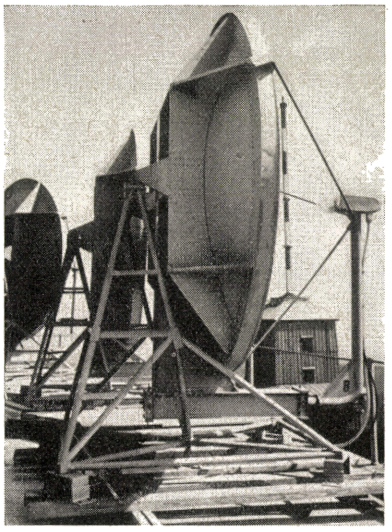


Bild 5. Die Antennen der PPM-24-Kanalgeräte auf dem Feldberg. Einspeisung von vorn. Spiegeldurchmesser = 3 m, λ = 15 cm (Werkphoto der Firma Telefunken)

Turm des FTZ nur 1 Antenne für beide Richtungen vorgesehen; die beiden Gesprächsrichtungen werden durch Hochfrequenzweichen getrennt. Da diese erste Versuchsausführung voll befriedigte, werden in Zukunft alle PPM-Geräte mit Antennenweichen und mit nur einer Antenne für beide Gesprächsrichtungen ausgerüstet werden. Die Antennen selbst werden in Zukunft die im Bild 2 gezeigte Form erhalten, da die rückwärtige Einspeisung viele Vorteile bietet.

Die im Betrieb *gemessenen Daten* der PPM-24-Kanalanlage sind folgende:

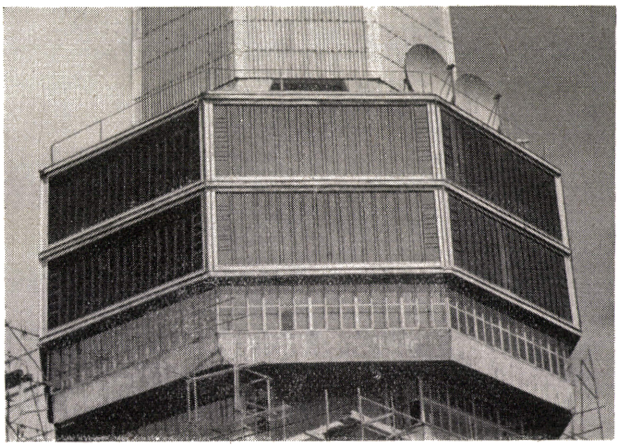


Bild 6. Feldbergturm mit den Antennen der PPM-24-Kanalgeräte

PPM-24-Kanal-Fernsprechsystem der Firma Telefunken

Wellenbereich	= 1700 . . . 2300 MHz (= 15-cm-Bereich) (1900 . . . 2100 MHz)
Senderleistung	= 3 Watt Mittelstrich, 30 Watt Impulsspitze (Lebensdauer der Senderöhre 2 C 39 A etwa 3000 Stunden)
Bandbreite	~ 12 MHz
Kanalzahl	= 24, davon 22 Betriebskanäle, 1 Synchronisierkanal, 1 Dienstkanal
Pulsfolgefrequenz	= 8000 Hz ($2 \cdot f_0 = 2 \cdot 4000$ Hz)
Dauer der Pulsfolge	= $10^6 : 8000 = 125$ µs
Tastverhältnis t_k/t_i	= 10 = Kanalschaltzeit t_k/Impulsdauer t_i $t_k = 5{,}2$ µs (= 125 : 24) $t_i = 0{,}5$ µs
Verbesserungsfaktor durch Modulation	= 16 db
KT-Wert des Empfängers	= n = 14 db (später 10 db)
Antenne	= Parabolspiegel mit 3 m ϕ, erregt durch Hohlrohr mit Hornstrahler
Antennengewinn V_A	= 36 db bezogen auf den Kugelstrahler (isotropic source; $V_A = 0$)
Halbwertsbreite γ_H	= 3,6° (± 1,8°)
γ_E	= 4,8° (± 2,4°)
Rauschabstand P_R	≧ 8,3 Neper (≧ 73 db) pro Funkfeld ≧ 8,0 Neper über die Strecke
Dazu kommt: die Schwundreserve + Toleranz P_{schw}	= 2,3 Neper (20 db)
Aufgenommene Leistung:	
a) der Endstelle	= 2,5 kVA
b) der Relaisstelle	= 2,5 kVA

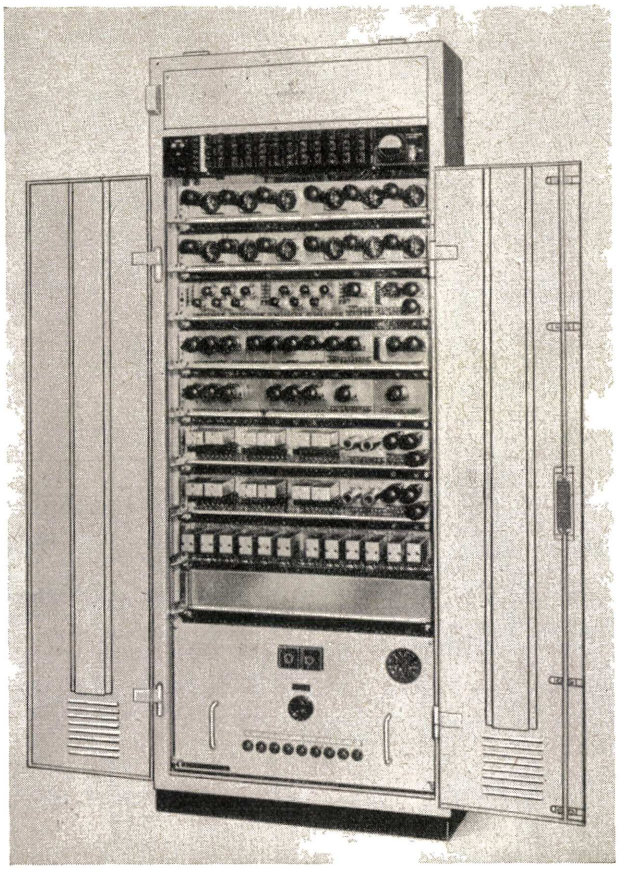


Bild 7. Pulsphasenmodulationsgestell für 12 Kanäle (Pulsteil)
(Werkphoto der Firma Siemens & Halske)

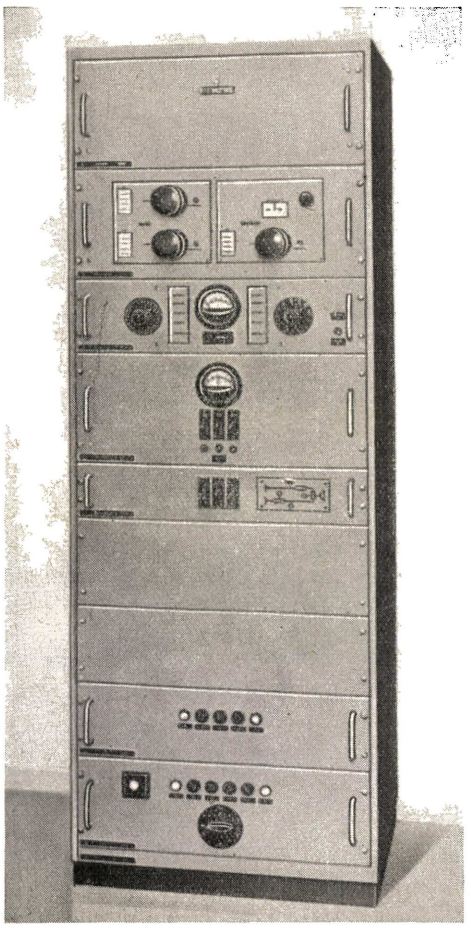


Bild 8. Richtfunkendstelle Sender und Empfänger (HF-Teil); $\lambda = 12$ cm
(Werkphoto der Firma Siemens & Halske)

Der Systemwert ergibt sich zu:

Streckendämpfung ($\lambda = 15$ cm) — Antennengewinn + Dämpfung ($r = 40$ km) der Energieleitungen + Rauschabstand + Schwundreserve

$= 131$ db $- 72$ db $+ 2$ db $+ 73$ db $+ 20$ db
$= 154$ db $= 17{,}7$ Neper/Funkfeld [5].

Von der Firma Siemens & Halske wurden ebenfalls Richtfunkgeräte für Pulsphasenmodulation entwickelt

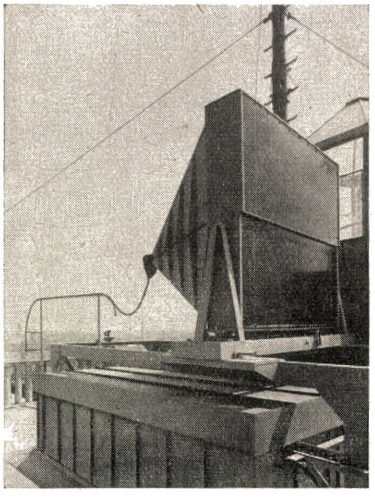


Bild 9. Linsenantenne (Hornstrahler mit Metallinse); $\lambda = 12$ cm
(Werkphoto der Firma Siemens & Halske)

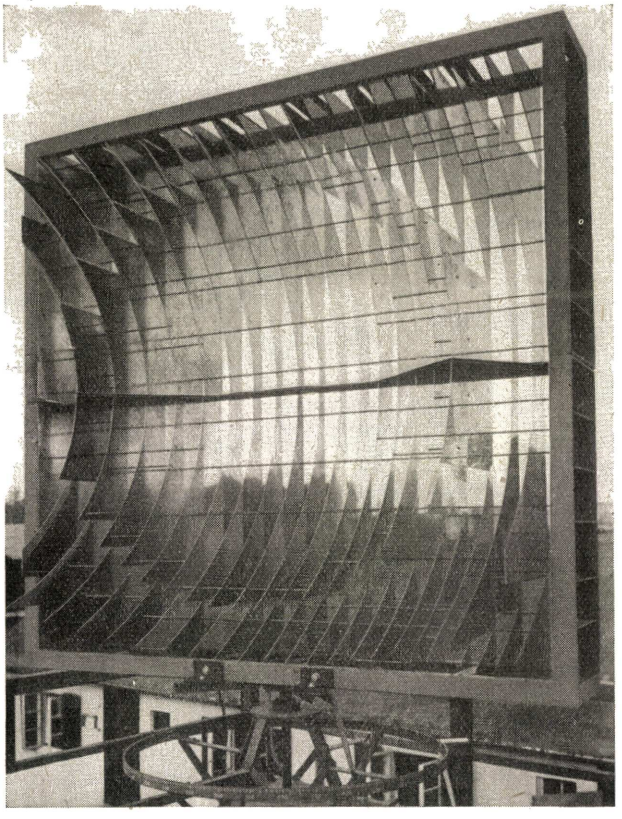


Bild 10. Metallinse geöffnet; $\lambda = 12$ cm
(Werkphoto der Firma Siemens & Halske)

und für die Deutsche Bundespost geliefert. Eine ausführliche Beschreibung dieser Geräte wurde von *H. Holzwart* [4] gegeben. Der Wellenbereich liegt im 12-cm-Gebiet. Die Bilder 7 und 8 zeigen den Pulsmodulationsteil und den Hochfrequenzteil (Sender + Empfänger). Bild 9 gibt eine Linsenantenne (Hornstrahler mit Metallinse), Bild 10 die geöffnete Metallinse wieder. Die elektrischen Daten erfüllen ebenfalls die Bedindungen des CCIF. Der Leistungsbedarf beträgt rd. 1,2 kVA für die Endstelle bei 24 Kanälen und 0,9 kVA für die Relaisstelle.

Die Angaben des von der Firma Siemens & Halske AG. entwickelten PPM-24-Kanalsystems folgen nachstehend:

PPM-24-Kanal-Fernsprechsystem der Firma Siemens & Halske AG.

Wellenbereich	= 2450 ... 2700 MHz (= 12 cm)
Senderleistung	= 0,5 Watt Mittelstrich (5 Watt Spitze) mit der Röhre 2 C 40, 5 Watt Mittelstrich (50 Watt Spitze) mit der Röhre 2 C 39 A; Lebensdauerversuche laufen noch
Bandbreite	~ 4 MHz
Kanalzahl	= 24, davon 23 Betriebskanäle und 1 Sychronisierkanal. Der Dienstkanal kann durch Frequenzmodulation der Trägerfrequenz geschaffen werden
Pulsfolgefrequenz	= 8000 Hz ($2 \cdot f_0 = 2 \cdot 4000$ Hz)
Dauer der Pulsfolge	= $10^6 : 8000 = 125$ µs
Tastverhältnis t_k/t_i	= 10 = Kanalschaltzeit t_k/Impulsdauer t_i $t_k = 5{,}2$ µs (= 125 : 24) $t_i \cong 0{,}5$ µs
Verbesserungsfaktor durch Modulation	≃ 16 db
KT-Wert des Empfängers	= $n = 14$ db (später 10 db)
Antenne	= Parabolspiegel mit a) $D = 3$ m b) $D = 2$ m c) $D = 1{,}2$ m je nach der Streckenlänge und den sonstigen Anforderungen
Antennengewinn V_A	$= \ln 10 \cdot \left(\frac{D_E}{\lambda}\right)^2$ a) Für die 3-m-Antenne = 36 db b) Für die 2-m-Antenne = 32 db c) Für die 1,2-m-Antenne = 28 db
Halbwertsbreite γ_E	= ± 1,5°
γ_H	= ± 1,3° für die 3-m-Antenne
Rauschabstand P_R	≧ 7,5 Neper über die aus 2 Funkfeldern bestehende Strecke mit der Senderöhre 2C40. Mit der Röhre 2C39A liegen noch keine Meßwerte vor

Dazu kommt:

die Schwundreserve + Toleranz P_{schw}	= 2,3 Neper (20 db)
Aufgenommene Leistung	
a) der Endstelle	= 1,05 kVA (mit der Senderöhre 2 C 40)
b) der Relaisstelle	= 0,7 kVA (mit der Senderöhre 2 C 40)
Der Systemwert ergibt sich zu	= 17,0 Neper

III. Die Planung von Weitverkehrsverbindungen

A. Breitband-Fernsehverbindungen

Die endgültige Streckenführung der jetzt im Bau befindlichen Richtfunklinie Hamburg—Köln—Frankfurt zeigt Bild 11.

Abweichend von der ursprünglichen Planung hat man einige Zwischenämter nicht in Betontürmen, sondern

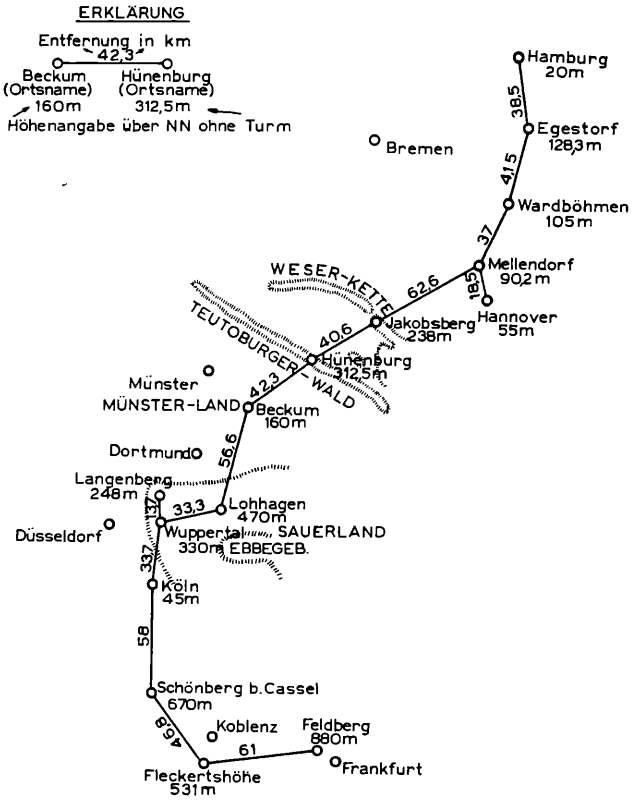


Bild 11. Die Fernsehstrecken Hamburg—Langenberg—Köln und Köln—Frankfurt

auf Stahltürmen untergebracht, um über die Vor- und Nachteile beider Systeme Erfahrungen zu sammeln.

Es ist damit zu rechnen, daß die Fernsehübertragungslinie Hamburg—Köln am 1. Januar 1953 ihren Versuchsbetrieb aufnehmen wird *). Die Fernsehlinie Köln—Frankfurt wird voraussichtlich im März/April 1953 mit ihren Versuchsübertragungen beginnen können. Es wird dann möglich sein, die Fernseh-Studios in Hamburg, Köln und Frankfurt über die „Fernsehsammelschiene" (Richtfunkstrecke Hamburg—Köln—Frankfurt) mit den einzelnen Fernsehsendern, die zunächst in Hamburg, Langenberg, Köln und Frankfurt aufgestellt werden, zu verbinden.

Berlin wird seinen Anschluß an die Fernsehsammelschiene über Hamburg finden. Die Verbindung wird

*) Dies ist inzwischen geschehen.

hier jedoch mit Richtfunkanlagen des UKW-Bereiches hergestellt, da die für den Dezimeterwellenbereich notwendige Bedingung der „freien optischen Sicht" nicht durchweg erfüllt werden kann. (Überbrückung sowjetzonalen Gebietes.)

Als nächste Verlängerung des Fernsehübertragungsweges nach Süden ist die Verbindung Frankfurt—München zu planen. Auch Stuttgart und Nürnberg werden später an das Fernsehübertragungsnetz angeschlossen werden. Sollte inzwischen die Entwicklung der Koaxialkabel in Deutschland genügend weit fortgeschritten sein, so werden diese ebenfalls einen wesentlichen Anteil an der „Fernsehsammelschiene" erhalten. Dabei werden sich die beiden Übertragungsarten gegenseitig gut ergänzen. Die Richtfunklinie wird in vielen Fällen als Vorläufer einer Kabellinie dienen. Nach Fertigstellung der Kabellinie kann dann die Richtfunklinie entweder an einer anderen verkehrsbeengten Stelle eingesetzt werden oder auch an ihrem alten Platz zu einer Erhöhung der Sicherheit des Verkehrs beitragen. Die Wirtschaftlichkeit einer solchen „Überlagerung" würde sich unter Umständen aus dem Mehranfall von Gebühren ergeben, da ja eine solche Linie gleichzeitig auch die Übertragung einer hohen Zahl von Ferngesprächen ermöglichen wird.

IV. Die Planung von Nahverbindungen

A. PPM-24-(23-) Kanalsysteme

Die Entwicklung und der Versuchsbetrieb der PPM-24-(23-) Kanalsysteme ist inzwischen so weit vorgeschritten, daß nunmehr einige Versuchsstrecken für den Betrieb im Wahlnetz vorgesehen werden können. Da die verhältnismäßig niedrigen Kanalzahlen vorwiegend in den beiden unteren Netzebenen vorkommen, wird das hauptsächliche Anwendungsgebiet dieses Richtfunksystems wohl als „vierdrähtige" Verbindung zwischen den Endämtern und Knotenämtern sowie zwischen den Knotenämtern und Hauptämtern liegen. Mit Rücksicht auf die kommende Landesfernwahl besteht die Aussicht, eine größere Zahl von Endamtsleitungen (EL) und Knotenamtsleitungen (KL) durch Richtfunklinien neu zu schaffen. Voraussetzung ist dabei, daß zwischen den zu verbindenden Ämtern bzw. den Antennenaufstellungspunkten auf dem Dach oder einem turmartigen Ausbau der zu verbindenden Fernmeldeämter eine „freie optische Sicht" besteht. Dies wird in ebenem Gelände im allgemeinen eher der Fall sein als in gebirgigen Gegenden, da hier die Ämter meist in Tälern liegen. Da erst in einigen Jahren mit dem Vorhandensein einer billigen Relaisstation zu rechnen ist, können zunächst nur Planungen durchgeführt werden, die einen direkten Endverkehr mit freier optischer Sicht ermöglichen oder bei einer Entfernung von 30 . . . 40 km nur eine Relaisstelle benötigen. Eine überschlägliche Wirtschaftlichkeitsberechnung zeigt ferner, daß bei den heutigen Preisen Richtfunkgeräte an Stelle einer Kabelverbindung (z. B. ein 24-(23-) PPM-Kanalsystem statt eines 22paarigen sternverseilten Kabels erst lohnen, wenn die vom Kabel zu überbrückende Entfernung 15 km überschreitet. (Diese ist im allgemeinen größer als die Luftlinien-Entfernung.)

Oft ist auch bei einer solchen Planung hinderlich, daß die bei einer Kabelverlegung möglichen kurzen, meist geringpaarigen Abgänge von weniger als 15 km Länge, die im selben Kabelgraben, d. h. ohne zusätzliche Erdarbeiten mit verlegt werden können, von der Richtfunkstrecke nicht mit übernommen werden können. Ob sich für solche Fälle später einmal ein ganz kurzwelliges ($\lambda \cong 3{,}5$ cm) billiges „Reportagegerät" durchsetzen wird, läßt sich heute noch nicht übersehen. Der augenblickliche Stand der Einsatzmöglichkeiten der PPM-24-Kanalgeräte sei nachstehend kurz zusammengefaßt.

1. *Die physikalischen Voraussetzungen* für den Einsatz von Dezimetergeräten mit Pulsphasenmodulation hinsichtlich des Geräuschabstandes sind erfüllt. Dieser beträgt bei einer aus zwei Funkfeldern bestehenden Strecke von insgesamt 80 km rd. 8 Neper und liegt damit mehr als 3 Neper besser als bei den bisherigen Geräten (Michael- und Rudolfgeräten aus alten Heeresbeständen).

2. Die *technischen Voraussetzungen* für die Verwendung der Geräte im Wählbetrieb sind ebenfalls erfüllt und in einem längeren Versuchsbetrieb zwischen Darmstadt und Frankfurt a. M.-Zeil erprobt worden. Dies wurde erreicht durch eine sprachsichere einseitige Impulsverlagerung zur Übertragung von Ruf- und Wahlzeichen. Tonfrequenzrufumsetzer sind daher nicht notwendig, da ein systemeigener Ruf vorhanden ist. Besondere Übertragungen zur Umsetzung der verschiedenen Wahlkriterien sind zur Zeit noch in der Entwicklung.

3. Das Gerät kann sowohl für 12 (11) als auch für 24 (23) Kanäle (davon jeweils ein Synchronisierkanal) ausgelegt werden; d. h. es kann zunächst mit einem Impulsteil für nur 12 Kanäle geliefert und dann später bei Bedarf durch einen zweiten Impulsteil für 12 Kanäle erweitert werden. An den Zwischenstationen (falls solche bei Entfernungen über 30 km vorhanden sind) können einzelne Gesprächskanäle oder Gruppen herausgeblendet und dafür andere hineingeblendet werden.

4. Es besteht die Möglichkeit, die Kosten des Gerätes und die Betriebskosten im Laufe der nächsten Zeit voraussichtlich so weit zu senken, daß auch die *Wirtschaftlichkeit* etwa ab 15 km Streckenlänge gegenüber einem 22paarigen Kabel mit 0,9 mm starken Adern ohne Trägerfrequenzausnutzung gewährleistet ist. Dies wird vorwiegend dadurch erreicht, daß eine Anpassung des Gerätes an die Z 6-N-Eigenschaften herbeigeführt wird und noch einige andere Vereinfachungen gegenüber dem ersten Muster vorgenommen werden.

5. Die dm-Geräte werden später in ihrer Ausführung den Trägerfrequenzgeräten (auswechselbare Einschübe) angepaßt werden, soweit dies möglich ist.

6. Da die Dezimeterstrecken in einer Quasi-Vierdrahtschaltung laufen, wird die bisherige zweidrähtige Kabelführung der unteren und z. T. der mittleren Netzebene beim Einsatz einer dm-Strecke in eine vierdrähtige Führung umgewandelt, wodurch sich in vielen Fällen große Erleichterungen in der Netzplanung ergeben können.

Sollte der geplante Einsatz einiger Versuchsstrecken im Wählverkehr den erwarteten Erfolg zeigen, so ist wohl mit einer größeren Anwendung derartiger Richtfunkstrecken auf der unteren und mittleren Netzebene in Deutschland zu rechnen.

Die von den Firmen Siemens & Halske und Telefunken bisher entwickelten PPM-24-Kanalgeräte erfüllen jedoch auch die sich aus den CCI-Bestimmungen ergebenden Anforderungen eines ausreichenden Rausch-

abstandes für den Weitverkehr [6]. Sie können daher in all den Fällen mit Erfolg eingesetzt werden, in denen nur geringe Kanalzahlen über große Entfernungen durchgebracht werden müssen. Auch hier bietet das PPM-System die Annehmlichkeit, auf der Zwischenstation einzelne Gespräche oder Gesprächsgruppen, z. B. zu 6 Gesprächen, heraus- und andere neu hereinzublenden. Durch Anwendung mehrerer Sender ist es ferner möglich, auch noch etwas stärkere Bündel, z. B. 4 · 24 Gespräche, über ein Antennensystem zu übertragen.

B. FM-Vielkanal-Fernsprechsysteme

Bei sehr starken Verkehrsbeziehungen im Nahverkehr, insbesondere beim unmittelbaren Übergang von einem oder mehreren zusammengefaßten V 60-Trägerfrequenzsystemen, ist es zweckmäßig, FM-Vielkanal-Fernsprechsysteme einzusetzen. Ein für kurze Entfernungen möglicher Nachlaß an Rauschabstand kann leicht durch etwas kleinere Antennen und verminderte Sendeleistung ausgenutzt werden. Sie werden daher für die Fertigung zweckmäßig in die Gruppe der Weitverkehrsgeräte mit eingereiht.

V. Die künftige Entwicklung

1. Ein sehr fühlbarer Mangel bei dem geplanten Einsatz von Richtfunkverbindungen auf der unteren Netzebene ist die Tatsache, daß besonders in gebirgigen Gegenden die Fernmeldeämter fast stets im Tale liegen und damit zumindest eine Zwischenstation auf dem Berge dazwischen erforderlich ist. Abgesehen von der betrieblichen Erschwerung — auch eine „unbemannte Station" bedarf einer gewissen Pflege —, ist der Kostenaufwand einer Zwischenstation bei den im allgemeinen kurzen Strecken der unteren Netzebene (15 ... 20 km) nach dem heutigen Stand der Technik zu hoch. Dies führt zu der *Forderung, eine möglichst einfache Relaisstation* zu entwickeln, die dann allerdings keine Einrichtungen für Zu- und Abgänge von Kanälen haben darf und auch nicht braucht. Hier vermag die Weiterentwicklung der Wanderfeldröhre als Hauptbestandteil eines Durchgangsverstärkers mit oder ohne Frequenzumsetzung einen wesentlichen Fortschritt zu bringen. Für den Weitverkehr ist eine solche Lösung ebenfalls von weittragender Bedeutung.

2. *Die Erhöhung der Lebensdauer der Röhren* und insbesondere der Senderöhren ist ein weiteres Nahziel der Richtfunktechnik. Auch dieses dürfte bei der *Wanderfeldröhre* verhältnismäßig leicht zu erreichen sein, da hier die spezifische Kathodenbelastung weitgehend unabhängig von der Röhrenleistung ist und genügend klein gehalten werden kann.

3. *Die Verminderung der KT-Werte* der Empfänger ist ein altes Ziel der dm-Technik. Es hat den Anschein, daß es in Kürze möglich sein wird, den Wert von 10 db, der bisher nur für die Kristalldetektoren der Mischstufe — und auch das nicht als Dauerwert — erreichbar war, als Mittelwert zu erhalten. Nach Angaben in der ausländischen Literatur sollen mit der Wanderfeldröhre sogar in dem den Empfangsröhren verschlossenen Wellenlängenbereich unterhalb 7,5 cm bis etwa 3 cm Werte von 10 db für den *KT*-Wert erzielt worden sein.

4. *Die Verminderung der aufgenommenen Leistung* ist ebenfalls eine Forderung, die besonders bei Richtfunklinien durch weniger dicht besiedelte Gebiete mit erschwerter Stromversorgung erfüllt werden muß.

5. Bei der Übertragung breiter Bänder für die Vielkanal-Fernsprechsysteme mit Frequenzmodulation ist als Ziel eine *weitgehende Linearisierung des Modulationsvorganges* auf der Sende- und auf der Empfangsseite zu nennen. Von der Güte dieser Linearisierung wird es abhängen, ob man in einem Kanal von 30 MHz Nutzbandbreite (bei 60 MHz Kanalmittenabstand) 240 oder 600 Gespräche im Rahmen der CCI-Bedingungen wird übertragen können. Das ist ein für die Wirtschaftlichkeit dieser Systeme sehr wesentlicher Gesichtspunkt.

6. *Die Entwicklung der Energieleitungen* für den Wellenbereich unter 10 cm ist ebenfalls im Voranschreiten. Geringe Phasenverzerrung, hohe Homogenität, keine Stoßstellen bei festen und Steckerverbindungen (Reflexionsfaktor $\leq 1\,\%$) sind Forderungen, die über diejenigen der UKW-Technik weit hinausgehen. Es besteht die Aussicht, daß sie bei den kommenden Ausführungen der Richtfunkgeräte für das Fernsehen und das Vielkanal-Fernsprechen erfüllt werden.

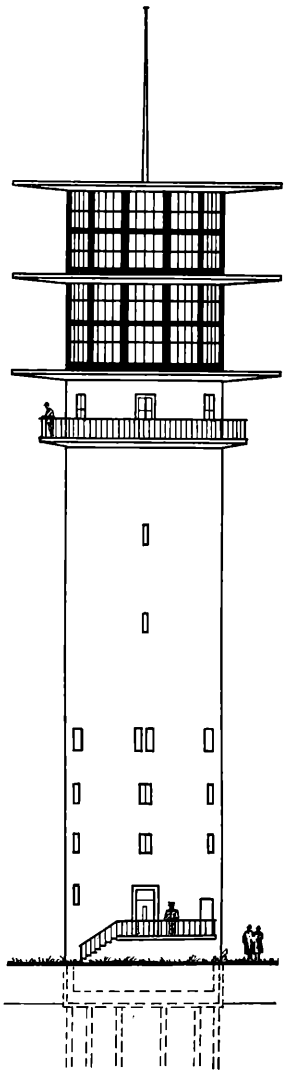


Bild 12. Ansicht eines 42 m hohen Richtfunkturmes in Betonausführung (Modell)

7. Auf dem Gebiete der *Turmbauten und der Stromversorgungsanlagen* werden sich in dem nun bald einsetzenden Versuchsbetrieb der Strecken Hamburg—

Köln und Köln—Frankfurt ebenfalls wichtige Erkenntnisse und Erfahrungen ergeben, die bei den kommenden Planungen nutzbringend verwendet werden können. Bild 12 zeigt die Ansicht eines 42 m hohen Richtfunkturmes in Betonausführung (Modell-Skizze).

8. Im Laboratorium des Fernmeldetechnischen Zentralamtes wurden Versuche mit einer Spulenantenne für 3 cm durchgeführt, über die später gesondert berichtet wird. Die mit dieser Antennenart erzeugten zirkularpolarisierten Wellenbündel lassen Vorteile bei der Übertragung (verringerte Interferenzschwunde und verminderte Echoerscheinungen) erwarten. Eine Entkopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne ist bei entgegengesetzter Wendelung der als Erreger der Parabolantennen vorgesehenen Spulen in beachtlichem Maße möglich. In Bild 13 ist eine solche Erreger-Spule mit Anpassung dargestellt.

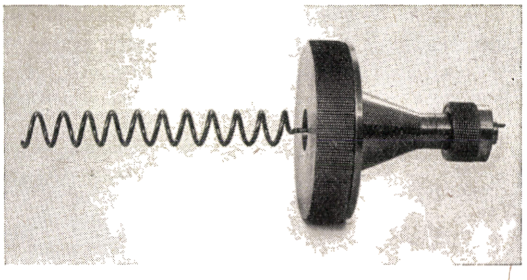


Bild 13. Spulenantenne mit stetiger Anpassung (λ = 3 cm)

VI. Zusammenfassung

Der erste Einsatz von zwei PPM-24-Kanalanlagen bestätigte durch seine Meßwerte, daß die geforderten CCI-mäßigen Rauschabstandswerte von rund 8 Neper (~ 70 db) über zwei Funkfelder (Darmstadt—Feldberg—Frankfurt) auch im Betrieb gehalten werden können. Die für die Fernsehübertragungsstrecke Köln—Hamburg als Vorausberechnung aufgestellten Einzelwerte [1] werden nach den vorläufigen Werksmessungen im allgemeinen eingehalten werden. Die Entwicklung der Vielkanal-Fernsprechversuchsgeräte ist inzwischen so weit fortgeschritten, daß mit einem Versuchseinsatz im Laufe des Jahres 1953 zu rechnen ist. Es ist zu erwarten, daß die geforderten Rauschabstandswerte von rund 93 db/Funkfeld (einschließlich 20 db Reserve für Schwund und Gerättoleranzen) bei einer Kanalausnutzung mit 240 Gesprächen im Weitverkehr über 20 Stationen (= 800 ... 1000 km) gehalten werden.

Die Einführung der PPM-24-Kanalsysteme in die unteren Netzebenen der Landesfernwahl erfordert noch Betriebsversuche mit einigen Anlagen, um das reibungslose Zusammenarbeiten mit den verschiedenartigen Wählersystemen und eine sichere Übertragung der Wählkennzeichen und Zählkriterien zu erproben. Eine entsprechende Übertragungsschiene zur Umsetzung der Signale in für das PPM-System geeignete Impulse ist in der Entwicklung.

Die Entwicklung eines vereinfachten Zwischenverstärkers würde den Anwendungsbereich der PPM-Geräte auf der unteren Netzebene wesentlich erweitern. Für den Weitverkehr ist ebenfalls ein vereinfachter Durchgangsverstärker mit oder ohne Frequenzumsetzung erwünscht. Die Wanderfeldröhre wird hierbei eine wesentliche Rolle spielen.

Auf dem Antennengebiet werden Parabolspiegel mit wendelerregten, zirkularpolarisierten Wellen voraussichtlich Vorteile durch Verminderung von Schwund- und Echoerscheinungen mit sich bringen. Auch eine Entkopplung von Sende- und Empfangsantenne wird durch Verwendung entgegengesetzt gewendelter Erregerspulen erleichtert werden. Dies ist im Rahmen der Schaffung eines Wellen-Durchgangsverstärkers von einiger Bedeutung.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *K. O. Schmidt:* Technische Grundlagen für Richtfunkverbindungen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Der Fernmelde-Ingenieur (1951), H. 5.
[2] —: Die Planung von Richtfunkanlagen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Der Fernmelde-Ingenieur (1951), H. 8.
[3] —: Die Planung von Richtfunkverbindungen (Streckenplanung). FTZ (1951), H. 12, S. 531 ... 536.
[4] *H. Holzwarth:* Richtfunkanlagen mit Pulsphasenmodulation. VDE-Fachberichte 15 (1951), S. 252—253.
[5] *G. Ulbricht:* Die Richtfunkverbindungsanlage JDA 22. Telefunken-Zeitung (Okt. 1951), S. 143 ... 162.
[6] *P. Barkow:* Übertragungswerte für Richtfunk-PPM-Systeme. FTZ (1952), in Vorbereitung.

(Eingeg. 24. Juni 1952)

Sonderdruck

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT JAHRGANG 6, HEFT 2, FEBRUAR 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Messungen an einer Wanderfeldwendelröhre für 10 Watt Leistung bei 15 cm Wellenlänge

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **H. Schnitger** und **D. Weber**

Mit 8 Bildern

DK 621.396.645

Bei Wellenlängen unterhalb von etwa 10 cm kommen, wie auf Grund allgemeiner Überlegungen gezeigt wird, hauptsächlich Wanderfeldröhren als Leistungsverstärker in Betracht. Wirkungsgrad und Leistung dieser Röhren kann man abschätzen; das lineare Verhalten wird durch die bekannten Theorien beschrieben, so daß es möglich ist, die für die jeweilige Aufgabenstellung günstigste Dimensionierung der Wendel vorauszuberechnen. Diese wird für einige einfache Fälle angegeben.
Die verwendete Wanderfeldwendelröhre ist bezüglich ihres Wirkungsgrades optimal bemessen, ihre wichtigsten technologischen Merkmale (Wendelabmessungen, Wendelaufbau, Elektronenoptik, breitbandige Ankopplung der Wendel an die koaxialen Eingangs- und Ausgangsleitungen) werden beschrieben und die gemessenen Betriebseigenschaften — vor allem bei hohen Ausgangsleistungen — mitgeteilt. Die beobachteten Wirkungsgrade bis zu rund 20 % kommen den theoretischen Wirkungsgraden recht nahe und zeigen in ihrem Gang eine bemerkenswerte Übereinstimmung mit den theoretischen Erwartungen. Abschließend wird der Einfluß der zur Verhinderung der Selbsterregung verwendeten Dämpfungsschicht auf den Wirkungsgrad untersucht und gezeigt, wie dieser hinreichend klein gehalten werden kann.

The construction and performance of a helix-type traveling-wave power tube designed for 17 db gain and 10 watts output at 2000 Mc/s is described with several details of helix construction, helix matching and electron optics. The measured powers and electronic efficiencies up to 33 watts respectively 19 % are compared with the theoretical values calculated according to a method suggested by Slater. The ratio of the actual to the calculated efficiencies is about 63 % and is almost independent of the operating conditions of the tube. The influence of a graphite (aquadag) coating on the outside of the helix supporting glass envelope provided for suppression of oscillations is studied by means of an axially adjustable lossy section.

Le présent article a pour but de démontrer la réalisation et le fonctionnement d'un tube à onde progressive, type hélice, développée pour atteindre un gain de 17 dB et une puissance de sortie de 10 W à une fréquence de 2000 Mc/s, ainsi que des détails de construction des hélices, le réglage d'adaptation et des problèmes d'optique électronique. Les valeurs de puissance mesurées et le rendement électronique allant jusqu'à 33 W ou 19 % respectivement sont comparées avec les valeurs théoriques calculées selon une méthode proposée par Slater. Le rapport du rendement réel sur celui calculé s'élève à 63 % environ et se présente comme étant à peu près indépendant des conditions de fonctionnement du tube. L'influence d'une couche de graphite (aquadag) dont est couverte l'ampoule de verre destinée à supporter l'hélice et à supprimer des oscillations est étudié par l'intermédiaire d'une section atténuante variable dans l'axe.

Für die Übermittlung von Vielkanal- und Fernsehsignalen im Bereich der unteren Dezimeter- und der Zentimeterwellen bereitet es Schwierigkeiten, bei großen Bandbreiten Röhren mit ausreichender Hochfrequenzleistung zur Verfügung zu stellen. Wenn auch die dichtegesteuerten Röhren für diesen Verwendungszweck immer wieder verbessert worden sind, so ist es doch auf Grund allgemeiner Überlegungen leicht zu übersehen, daß Laufzeitröhren, wie das Magnetron und neuerdings vor allem die Wanderfeldröhre, die dichtegesteuerten Röhren trotz deren Einfachheit mit weiterer Verkleinerung der Wellenlänge als Leistungsröhren ablösen werden.

I. Die Leistung der Scheibentriode bei Zentimeterwellen

In großen Zügen lassen sich die Ursachen für die Verringerung der Leistung dichtegesteuerter Röhren mit Verkleinerung der Wellenlänge an einem stark vereinfachten Modell leicht übersehen. Wir betrachten zu diesem Zweck den Gitteranodenraum einer Scheibentriode ersatzweise als Plattenkondensator mit der Kapazität C, durch den der modulierte Strahlstrom tritt. Für die Abhängigkeit der Leistung von der Wellenlänge kann man dann folgende allgemeine Forderungen aufstellen:

1. Der Laufzeitwinkel für ein Elektron mittlerer Geschwindigkeit für das Durchlaufen der Gitteranodenstrecke soll unabhängig von der Wellenlänge sein, damit der elektronische Wirkungsgrad für die vom Strahl abgegebene Hochfrequenzleistung unabhängig von der Wellenlänge bleibt.
2. Das Verhältnis von $1/\omega C$ zu dem parallel zu C transformierten Lastwiderstand R_L soll von der Wellenlänge unabhängig sein, damit die relative Bandbreite unabhängig von der Wellenlänge wird. Hierbei ist zusätzlich anzunehmen, daß das Verhältnis von Plattendurchmesser zu Plattenabstand bei allen Betrachtungen unverändert bleibt, damit das Verhältnis der Nutzkapazität zur schädlichen Kapazität ebenfalls erhalten bleibt.
3. Die Strahlleistung pro cm² Strahlquerschnitt soll unabhängig von der Wellenlänge sein.

Zur Erfüllung dieser drei Forderungen muß sich der Gitteranodenabstand mit $\lambda^{5/3}$ ändern und die Hochfrequenzausgangsleistung ist dann proportional zu $\lambda^{10/3}$. Mit Verkleinerung der Wellenlänge muß dabei die Strahlspannung kleiner und die Stromdichte gleichzeitig größer werden. Die Heranziehung weiterer Gesichtspunkte für die Begrenzung der Leistung einer dichtegesteuerten Röhre kann das $\lambda^{10/3}$-Gesetz noch etwas verändern. Da z. B. gegenüber den bisher für Scheibentrioden mit Dauermodulation erreichten Stromdichten von etwa 200 mA/cm² größere Stromdichten kaum möglich sein werden, wird die Ausgangsleistung dieser Röhren noch schneller als mit $\lambda^{10/3}$ sinken. Auch die mit Verkleinerung der Wellenlänge schnell anwachsenden Kreisverluste führen zu einem rascheren Sinken

der Ausgangsleistung als es $\lambda^{10/3}$ entspricht. Andererseits wird man im allgemeinen bei Verkleinerung der Gesamtleistung die Abführung der Anodenverlustleistung leichter durchführen können, so daß bei kleineren Wellenlängen eine höhere Strahlleistung pro cm² Strahlquerschnitt möglich sein dürfte [1]).

Bei der Scheibentriode 416 A der Western Electric erreicht das Produkt aus Leistung mal Bandbreite bei 8 cm Wellenlänge 50 W · MHz. Dieser Wert ist für die Anforderungen der Nachrichtentechnik nicht immer ausreichend. Der Spielraum zur Vergrößerung der Leistung durch die Konstruktion spezieller Leistungsröhren, die mit höherer Spannung arbeiten, ist nicht mehr sehr groß. Auch der Übergang zu Klystrons kann zu keiner größenordnungsmäßigen Verbesserung führen, da für den Auskoppelraum des Klystrons ähnliche Überlegungen gelten wie für den Gitteranodenraum der Scheibentriode. Erst in der Form der Wanderfeldröhren und Magnetrons führen die Laufzeitröhren für die maximale Ausgangsleistung zu grundsätzlich neuen Überlegungen und, wie die Theorie zeigt, zu bedeutend höheren erreichbar erscheinenden Leistungen, insbesondere aber zu besonders großen Werten für das Produkt aus Bandbreite und Leistung. Bei 8 cm Wellenlänge hat man z. B. mit Wanderfeldwendelröhren bereits 10 Watt Ausgangsleistung erreicht, bei jedoch 3000 Volt Strahlspannung und einer größeren Strahlleistung pro cm² Strahlquerschnitt als bei der Scheibentriode 416 A. Die Bandbreite dieser Röhre mit etwa 750 MHz ist so groß, daß das Produkt aus Bandbreite mal Leistung hier 7500 W · MHz erreicht und damit auf das völlig andere Verhalten der Wanderfeldröhren hinweist. Die Leistung von Wanderfeldröhren ändert sich mit der Wellenlänge bei ähnlichen Überlegungen wie für die Scheibentriode ebenfalls nach einem $\lambda^{10/3}$-Gesetz.

Es bedarf dabei aber noch einer besonderen Untersuchung, ob es technisch sinnvoll ist und auch in allen Fällen möglich, einen von der Wellenlänge unabhängigen elektronischen Wirkungsgrad einzuhalten.

In dem 15-cm-Wellenlängenbereich, in dem die nachfolgenden Untersuchungen ausgeführt wurden, ist die Notwendigkeit der Verwendung von Wanderfeldröhren nicht in dem gleichen Umfang wie bei noch kürzeren Wellen gegeben, da die Leistungen der Scheibentrioden bisher meist ausreichten. Für die Wanderfeldröhren ist hier außerdem von Nachteil, daß der räumliche Aufwand bei langen Wellenlängen unangenehm hoch ist. Die nachfolgenden Untersuchungen wurden trotzdem in diesen Wellenbereich verlegt, da er z. Z. meßtechnisch noch leichter zu erfassen ist als der Zentimeterwellenbereich.

II. Der Wirkungsgrad der Wanderfeldwendelröhre

Die zur vollständigen Beschreibung des Verhaltens von Wanderfeldröhren bei großen Signalstärken notwendige nichtlineare Theorie liegt noch nicht vor. Es scheint aber möglich zu sein, die maximal erreichbare Hochfrequenzleistung aus der linearen Theorie genügend genau abzuschätzen unter Benutzung geeigneter Grenzannahmen [1, 2, 3]. Am besten begründet erscheint dabei die Voraussetzung von *Slater*, daß die Elektronen im Mittel am Beginn des nichtlinearen Bereiches des Verstärkungsvorganges gegenüber der erzwungenen Welle einen Geschwindigkeitsüberschuß Δv besitzen und im Verlaufe der weiteren Verstärkung so lange Energie an das Feld abzugeben vermögen, so lange die Geschwindigkeit der Elektronen im Mittel nicht um mehr als Δv kleiner ist als die Geschwindigkeit der erzwungenen Welle. Erst wenn diese Geschwindigkeit unterschritten wird, gelangen die Elektronen, die im Mittel mit der Anfangsstrahlgeschwindigkeit in den Phasenraum mit Gegenfeld eintreten, aus dem Bereich eines bremsenden wieder in den Bereich eines beschleunigenden Feldes. Nach *Pierce* [1] gilt nun für die Geschwindigkeitsdifferenz

$$\Delta v = -y_1 \cdot C \cdot v_-. \tag{1}$$

In Gl. (1) ist v die Strahlgeschwindigkeit, C das Verstärkungsmaß der Röhre und y_1 ein Zahlenwert, der unter anderem von der Differenz zwischen Strahlspannung und Ausbreitungsspannung der ungestörten Welle auf dem Wellenleiter abhängt. Aus dem der Gesamtgeschwindigkeitseinbuße $2 \cdot \Delta v$ entsprechenden Energieverlust ergibt sich eine Hochfrequenzenergie E_{HF} gemäß der Energiegleichung

$$E_{\mathrm{HF}} = \tfrac{1}{2} m v^2 - \tfrac{1}{2} m (v - 2 \cdot \Delta v)^2 \tag{2}$$

und, da die Strahlleistung gleich $\frac{1}{2} mv^2$ ist, ein elektronischer Wirkungsgrad η_{el} gemäß der für $\Delta v \ll v$ geltenden Näherungsgleichung:

$$\eta_{\mathrm{el}} = -4\, y_1 \cdot C. \tag{3}$$

y_1 ist bei Röhren für kleine Signale und einer auf optimale Verstärkung eingestellten Strahlspannung $-0{,}5$ und kann bei Leistungsverstärkerröhren bis auf etwa -1 erhöht werden. Mit gerade noch erreichbar erscheinenden C-Werten von 0,1 sollten so elektronische Wirkungsgrade bis zu 40 % erzielbar sein. Die an Leistungswendelröhren bisher gemessenen höchsten Gesamtwirkungsgrade liegen bei etwa 10 cm Wellenlänge im Bereich von 10 bis 20 %, also nicht mehr allzuweit von dem theoretisch möglichen maximalen Strahlwirkungsgrad entfernt.

III. Die günstigsten Maße für die Wendel

Eine vorgegebene Wanderfeldwendelröhre läßt sich bekanntlich in einem sehr großen Wellenlängenbereich verwenden, etwa über 2 Oktaven. Je nachdem die Röhre in bezug auf Verstärkung, Bandbreite, Leistung oder ähnliche Anforderungen optimal arbeiten soll, ergibt sich innerhalb dieser Oktaven eine günstigste Wellenlänge. So ist z. B. bei einer vorgegebenen Röhre bei einer freitragenden Wendel für einen fadenförmigen Strahl konstanter Stromstärke in der Achse die Verstärkung am größten, wenn $\beta a = 1{,}8$ ist [4], wobei die Phasenkonstante [1]) β durch die Gleichung

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{c}{\sqrt{\frac{2e}{m} V}} \tag{4}$$

[1]) Die $\lambda^{10/3}$-Abhängigkeit der Ausgangsleistung von Trioden wird gut durch die Figur 16. 16. in *Spangenberg* "Vacuum Tubes", S. 508 (Mc Graw-Hill 1948) bestätigt. Die sich dort als Hüllkurve ergebende, beobachtete Wellenlängenabhängigkeit der Leistung verschiedener Trioden-Oszillatoren entspricht etwa einem $\lambda^{3.7}$-Gesetz. Die Leistung nimmt also etwas stärker ab, als es $\lambda^{10/3}$ entspricht. Dies wäre bei sehr kurzen Wellen allein insofern plausibel, als bei den obigen allgemeinen Überlegungen die mit wachsender Frequenz ansteigenden Kreisverluste durch den Skin-Effekt nicht berücksichtigt wurden. Bei sehr kurzen Wellen kommen schließlich nur noch Hohlraum-Resonatoren als Schwingungskreise in Betracht. Dadurch wird für die Abmessungen des Kreises und damit auch für die Röhre aus Kreisgüteforderungen nahezu eine Proportionalität mit λ erzwungen. Abmessungen proportional zu λ führen, wenn die weiteren Annahmen den hier gemachten analog sind, zu einem λ^4-Gesetz. Bei *Spangenberg* ist die Entnahme dieses Gesetzes durch einige wesentliche Druckfehler in der Tafel XI sehr erschwert.

[1]) β ist hier nicht ein Dämpfungsmaß, wie es sonst im deutschen Schrifttum üblich ist.

mit der Ausbreitungsspannung V verknüpft ist (a = Wendelradius). Praktisch ist meist die Wellenlänge vorgegeben, und es werden für bestimmte Bedingungen die optimalen Maße der Wendel gesucht. Aus Gründen der Kühlung der Anode, der Belastbarkeit der Kathode und der verwendeten Elektronenoptik kann man im vorliegenden Fall der Leistungsröhre mit einer vorgegebenen Strahlspannung, Strahlstromdichte und einem vorgegebenen Verhältnis von Strahlradius r zu Wendelradius a rechnen. Die erzielbare Leistung ist dann, wenn man den Kreiswirkungsgrad gleich 1 setzt,

$$N_{\sim} \sim \eta_{el} \cdot a^2 \tag{5}$$

und mit Gl. (3) folgt

$$N_{\sim} \sim C \cdot a^2. \tag{5a}$$

Das Verstärkungsmaß C berechnet sich nach der Gleichung

$$C = \left(\frac{K \cdot I}{4\,V}\right)^{1/3}. \tag{6}$$

K ist darin der Kopplungswellenwiderstand. Sein Verhalten in Abhängigkeit von der Wellenlänge wurde für die vorliegende Röhre in einer früheren Arbeit untersucht [5], wobei gefunden wurde, daß man K mit genügender Genauigkeit gemäß der von *Pierce* angegebenen Beziehungen vorausberechnen kann, wenn die tatsächliche Ausbreitungskonstante β bekannt ist. Setzt man gemäß den Ergebnissen der zitierten Arbeit für β_v/β der vorliegenden Röhrentype eine Konstante ($\approx 0{,}8$), wobei β_v die Phasenkonstante der vom Dielektrikum unbeeinflußten Welle ist, dann ergibt sich als Bedingung für die Erzielung der größten Leistung bei vorgegebener Betriebsspannung und Beschränkung auf relativ kleine Strahlradien

$$\beta a = 4. \tag{7}$$

Für die Leistungsröhren wird man häufig jedoch die Dimensionierung so wählen, daß der elektronische Wirkungsgrad und daher gemäß Gl. (3) auch C den größten Wert hat. Diese Bedingung führt für die Wendel zu der Bemessungsvorschrift

$$\beta a = 1 \ldots 1{,}35, \tag{8}$$

je nach dem relativen Strahlradius r/a, wobei der Wert 1,35 für $r/a = 1$ gilt.

IV. Die Konstruktion der Röhre

Mit Hilfe von Gl. (8) ergaben sich für eine Röhre für etwa 2800 Volt Betriebsspannung und ca. 15 cm Wellenlänge die in Bild 1 dargestellten Wendelmaße. Bei der vorliegenden Wendelsteigung von 2 mm kann die Drahtstärke noch 1 mm betragen, ohne daß dadurch die Verstärkung der Röhre wesentlich verringert wird. Eine Drahtstärke von 1 mm erlaubt die im Bild 1 angegebene Methode zur Festlegung der Wendel. Dadurch kann auf

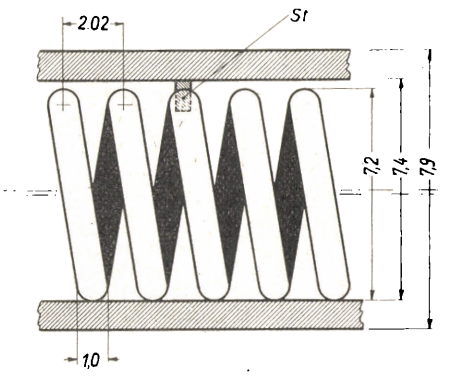


Bild 1. Abmessungen und Befestigung der Wendel. *St* = Glasstift zur Festlegung der exzentrisch im Glasrohr liegenden Wendel

die Verwendung kalibrierter Glasröhren, in die die Wendeln federnd sehr genau eingepaßt werden müßten, verzichtet werden. Statt dessen erhält etwa jede 10. Windung eine kleine Bohrung von 0,5 mm Durchmesser, in die Glasstifte eingepaßt werden, die etwa 0,2 mm aus den Löchern herausragen und mit der Glaswand leicht verschmolzen werden. Bild 2 zeigt eine Ansicht der Röhre. Die Länge der Wendel betrug rund 26 cm, die Anode ist eine luftgekühlte Kupferelektrode. Sie ist in geläufiger Technik über eine allmählich dünner werdende Schneide mit dem Hartglas Osram 637^h verschmolzen. Nach Abschrauben des Kühlkopfes weist die Röhre auf diese Weise bis zum Wendelanfang keine Erhebung auf, so daß sie leicht ausgewechselt werden kann. Die Röhre ist identisch mit der in [5] für allgemeine Untersuchungen verwendeten Röhre. Den dortigen Messungen kann man auch entnehmen, daß bei ihr bei 15 cm $\beta a = 1{,}23$ beträgt und damit die Gl. (8) ausreichend erfüllt.

V. Die Führung des Elektronenstrahls

Zur Erzeugung des Elektronenstrahls wurde eine Elektronenkanone üblicher Bauart verwendet. Der Durchmesser der Oxydkathode betrug 7,6 mm, die lichte Weite der Voranode 4,2 mm. Mit dieser Elektronenkanone wurden bei rund 3000 V Strahlstromstärken bis zu 50 mA erzeugt. Die Kathodenstromdichte blieb dabei mit maximal 110 mA/cm² noch innerhalb der für eine ausreichende Lebensdauer notwendigen Grenze.

Zur Führung des Elektronenstrahls diente ein magnetisches Längsfeld von etwa 250 Gauß. Der Verlauf des unvermeidlichen Streufeldes dieses Magnetfeldes im Bereich der Elektronenkanone beeinflußt die Elektronenoptik in starkem Maße. Um den Einfluß dieses Streufeldes klein zu halten, benutzen *Pierce* und *Field* [6] Magnetfeldspulen mit einem möglichst geringen Durchmesser und ließen diese Spulen bereits am Wendelanfang enden. Für die vorliegende Röhre ergab sich

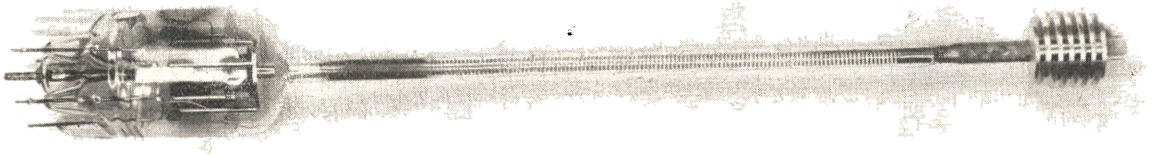


Bild 2. Gesamtansicht der Röhre. Rechts die Kupfer-Anode mit Kühlkopf, links auf dem Glasrohr die Dämpfungsschicht aus Graphit

dagegen als wichtigste Voraussetzung einer guten Führung des Elektronenstrahls, daß das Magnetfeld in Kathodennähe nahezu auf den Wert Null gebracht wird. Zu diesem Zweck ist es sehr günstig, auch bei noch verhältnismäßig großen Durchmessern der Magnetfeldspulen diese über die Kathode hinausgehen zu lassen, jedoch gleichzeitig etwa von der Ebene der Kathode an eine Umpolung des Spulenstromes durchzuführen. Dadurch erhält man in Kathodennähe einen sehr steilen Abfall des Magnetfeldes und durch Nachregelung der Stromstärke der umgepolten Spule kann man die genaue Lage des Nulldurchganges jeweils empirisch so einrichten, daß er innerhalb von etwa ± 1 mm in der Ebene der Kathodenoberfläche liegt. Dieser experimentelle Befund ist in Übereinstimmung mit den theoretischen Untersuchungen von *Wang* [7] über das Verhalten von Elektronenstrahlen in axialsymmetrischen elektrischen und magnetischen Feldern. Wenn durch die Kathodenebene keine magnetische Feldlinien treten, erreicht die Rotationsenergie der Elektronen gerade den Wert, bei dem es eines Minimums an magnetischer Längsfeldstärke bedarf, um einen Überschuß an *Lorentz*-Kraft gegenüber der Zentrifugalkraft zu erzeugen, der ausreicht, die in radialer Richtung auf ein Elektron

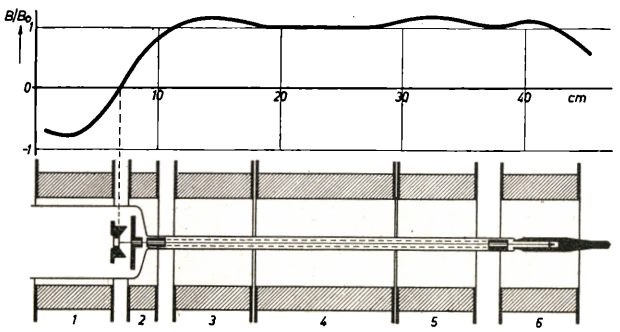


Bild 3. Die Lage der Röhre in dem zur Strahlfokussierung dienenden Spulenaufbau und der relative Verlauf des Magnetfeldes in der Achse

wirkende Raumladungskraft aufzuheben. Der in Bild 3 schematisch gezeigte Spulenaufbau für die vorliegende Röhre geht daher grundsätzlich darauf aus, eine Spule mit konstanter Durchflutung mit der obenerwähnten Umpolung des Feldes in der Kathodenebene zu schaffen.

Die Unterbrechungen der Spulenwicklung für die Ein- und Auskopplung verschlechtern die Strahlführung. Empirisch läßt sich diese Verschlechterung jedoch bis zu einem gewissen Grade dadurch ausgleichen, daß das Magnefeld der Spulen 3 und 5 jeweils so nachgeregelt wird, daß der Wendelstrom bei großen Strahlstromstärken ein Minimum wird. Wie die Kurve in Bild 3 zeigt, wird die Magnetfeldstärke in der Achse in der Mitte dieser Lücken bei einer so ermittelten günstigsten Verteilung der Spulenströme um weniger als 10 % gegenüber der Feldstärke des langen, homogenen Feldes verringert. In der Nähe der Wendel parallel zur Achse verlaufende Elektronen würden bei dem vorliegenden allmählichen Verlauf der Feldverzerrung dadurch in erster Näherung eine maximale Auslenkung um etwa 0,13 mm erleiden und würden dadurch den lichten Querschnitt der Wendel entsprechend weniger ausnutzbar machen.

Wegen der verschiedenen Inhomogenitäten des magnetischen Feldes gemäß Bild 3 und der noch schwerer berücksichtigbaren Inhomogenitäten des elektrischen Feldes im Bereich der Elektronenkanone wurde auf die Berechnung des Durchmessers des Elektronenstrahls längs der Wendelachse verzichtet. Statt dessen wurde auf experimenteller Grundlage eine ungefähre Abschätzung des mittleren Strahlradius durchgeführt. In [5] wurde durch mehrere Beobachtungen nach voneinander unabhängigen Methoden für 5 mA Strahlstrom bei etwa 300 Gauß für den mittleren Strahldurchmesser der Wert 1,4 mm mit etwa ± 20 % Genauigkeit gefunden. Für eine Abschätzung wollen wir nun annehmen, daß dieser Wert bis auf einen unter den hier vorliegenden Betriebsbedingungen konstanten Faktor dem Gleichgewichtsdurchmesser bei homogenen Feldern und Einschuß bei diesem Durchmesser mit der Radialgeschwindigkeit Null entspricht. Dieser spezielle Gleichgewichtsdurchmesser steigt nun aber mit $I^{1/2} \cdot B^{-1}$ [7], so daß bei 50 mA Strahlstromstärke der mittlere Durchmesser gerade die lichte Weite der Wendel von 5,2 mm ausfüllen würde. Die zuletzt genannten Werte entsprechen dem in der Tafel wiedergegebenen Arbeitspunkt für 50 mA. Bei noch größeren Strahlströmen wächst der Wendelstrom erheblich an, so daß die Annahme gerechtfertigt erscheint, daß der Strahl bei 50 mA die Wendel vollständig ausfüllt. Unter Berücksichtigung einer Unsicherheit der Durchmesserbestimmung bei 5 mA Strahlstrom von ± 20 % und der noch vorhandenen Welligkeit, erscheint es damit sichergestellt, für die hier eingestellte Elektronenoptik den jeweils mittleren Durchmesser aus dem 1,4-mm-Wert bei 5 mA mit Hilfe des $I^{1/2} \cdot B^{-1}$-Gesetzes ermitteln zu können.

Die noch vorhandene Welligkeit ließ sich leicht mit Hilfe einer kleinen verschiebbaren Feldspule, zur Herstellung einer kurzen Magnetfeldinhomogenität, nachweisen. Bei 5 mA Strahlstrom, 1800 V Strahlspannung und 250 Gauß ergaben sich für den Abstand zweier Knoten 4,5 cm. Für sehr große Welligkeiten betrug dieser Wert theoretisch 3,6 cm und für verschwindende Welligkeit 5,0 cm.

Bei extrem sorgfältiger Einstellung der günstigsten Parameter für den Elektronenstrahl gelang es, in einem gesonderten Versuch mit nur 150 Gauß für den homogenen Teil des Magnetfeldes bei 2800 V und 35 mA Strahlstrom den Wendelstrom auf 1 mA herabzusetzen. Die Versuche zur Prüfung der vorausberechenbaren Absolutwerte für den Strahldurchmesser und zu deren Herabsetzung wurden aber vorläufig nicht weitergeführt, da sie gleichzeitig eine sehr genaue Kontrolle des Vakuums erfordern würden, da positive Ionen die Raumladungswirkung der Elektronen bekanntlich stark herabsetzen.

VI. Die Ankopplung der Wendel an eine koaxiale Zuführung

Eine reflexionsarme, breitbandige Kopplung zwischen einer Wendel und einer koaxialen Leitung wurde schon früher mitgeteilt [8]. Diese Ankopplung hat jedoch den Nachteil, daß die Wendel an den Enden in die Glaswand eingeschmolzene Zuführungen besitzen muß, wodurch der Röhrenwechsel im Gerät meist sehr erschwert wird. Dieser Nachteil ist bei der in Bild 4 dargestellten Ankopplung vermieden. Man kann sich diese Ankopplung aus der bereits mitgeteilten dadurch entstanden denken, daß die beiden „Pole" der koaxialen Zuführung vertauscht werden und die galvanische Verbindung des einen Pols mit dem Wendelende durch einen kapazitiven Kurzschluß ersetzt wird. Die günstigste Länge *d*

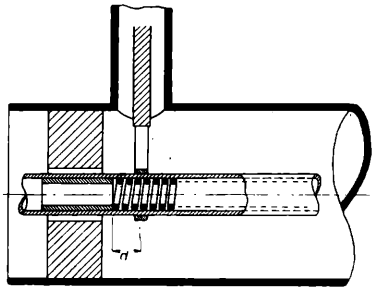


Bild 4. Die verwendete reflexionsarme vollkapazitive Ankopplung der Wendel an eine koaxiale Leitung

der Wendel zwischen der Innenleiterzuführung der koaxialen Leitung und dem kapazitiven Kurzschlußzylinder am Wendelende sowie die günstigsten Abmessungen des Ringes der Innenleiterzuführung wurden empirisch ermittelt. In Bild 5 stellt Kurve 1 die gemessene rela-

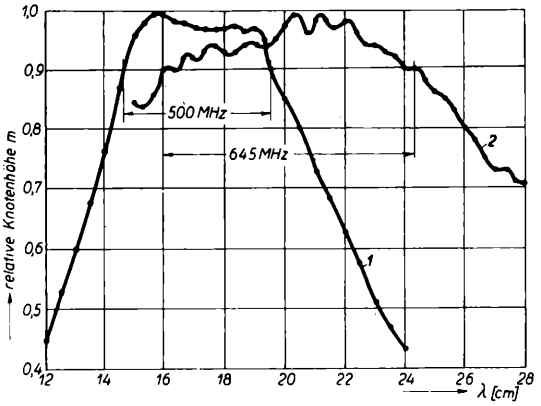


Bild 5. Die mit der Ankopplung nach Bild 4 gemessene Anpassung (Kurve 1). Kurve 2 zeigt zum Vergleich die entsprechende Messung mit der in [8] mitgeteilten, teilweise galvanischen Ankopplung der Wendel an die 60-Ω-Leitung

tive Knotenhöhe m einer einzelnen Kopplungsstelle in Abhängigkeit von der Frequenz dar. Von Röhre zu Röhre treten geringe Schwankungen in diesem Kurvenverlauf auf. Im Übertragungsbereich, der bei der gewählten Einstellung bei 15,8 cm liegen würde und zu rund 100 MHz angenommen sein soll, ist die relative Knotenhöhe besser als 0,98 und in dem Hauptverstärkungsbereich der Röhre von 13 bis 22 cm besser als 0,6. Zum Vergleich stellt Kurve 2 die Messung für die früher beschriebene Ankopplung dar, bei Verwendung einer nicht sehr verschiedenen Wendel. Da die Wendel bei dieser Messung an der Glaswand anlag, fehlte die konische Aufweitung der Wendel an den Enden, außerdem entfiel die allmähliche Vergrößerung der Wendelsteigung nach den Enden zu. Im gesamten Verstärkungsbereich einer Wanderfeldröhre über 1 bis 2 Oktaven ist die teilweise galvanische Ankopplung noch merklich besser als die vollkapazitive; es sei aber bemerkt, daß bei Messung der Kurve 2 die Wendelenden noch nicht eingeschmolzen waren. Durch die Inhomogenität des Glases infolge der Einschmelzung verschlechtert sich erfahrungsgemäß die Ankopplung. Wegen der vorgegebenen Dicke des Glasrohres gelingt es in manchen Fällen nicht, die Koppelelektrode genügend dicht an die Wendel heranzuführen. In solchen Fällen hat es sich sowohl bei der teilweise galvanischen als auch bei der vollkapazitiven Ankopplung als günstig erwiesen, das Wendelende wie bei der Röhre von *Pierce* und *Field* [6] in ein kurzes Drahtende parallel zur Wendelachse übergehen zu lassen.

VII. Die Messung der Ausgangsleistung

Die Bestimmung des elektronischen Wirkungsgrades der Wanderfeldröhre setzt eine einwandfreie Absolutmessung der Ausgangssignalleistung voraus. Da ein zuverlässiges Meßinstrument und ein 60-Ω-Abschlußwiderstand für Leistungen oberhalb von 1 bis 2 Watt und für Wellenlängen unter 15 cm handelsmäßig noch nicht zur Verfügung stehen, wurde die Leistung indirekt aus der Spannung an einem 60-Ω-Abschlußwiderstand für 1 Watt hinter einem längeren Dämpfungskabel von 10,0 ± 0,3 db Dämpfung bei 15 cm Wellenlänge bestimmt. Zur Messung der Spannung wurde ein handelsübliches Dezi-Durchgangsröhrenvoltmeter mit der SA 100 als Meßröhre verwendet. Diese Röhre arbeitet aber bei $\lambda = 15$ cm nicht mehr hinreichend weit ab von ihrer Eigenresonanz, so daß die Spannungsanzeige mit einem frequenzabhängigen systematischen Fehler behaftet ist. Um diesen Fehler auszuschalten, wurde bei allen Messungen auf genaue Einhaltung der angegebenen Wellenlänge von $\lambda = 15{,}0$ cm ± 1 % geachtet und anschließend das Instrument bei derselben Wellenlänge in zwei weitgehend voneinander unabhängigen Versuchen kalorimetrisch nachgeeicht. Die aus diesen beiden Messungen ermittelten Korrekturfaktoren für das Röhrenvoltmeter stimmten unter sich innerhalb der Fehlergrenzen überein. Aus den Fehlergrenzen des Instrumentes, des Korrekturfaktors und der Dämpfung des Dämpfungskabels ergeben sich die Fehlergrenzen für die Ausgangsleistung. Danach sind die angegebenen Ausgangsleistungen in bezug auf ihren Absolutwert auf etwa ± 15 % und relativ zueinander auf etwa ± 5 % genau. Die für längere Wellen geltende Spannungsskala des Instruments mußte dabei für 15 cm Wellenlänge nur mit dem Faktor 0,85 multipliziert werden.

VIII. Die Messung der Verstärkung in Abhängigkeit von der Signalstärke

Die Verstärkung wurde für verschiedene Strom- und Signalstärken bei 15 cm Wellenlänge gemessen. Um bei diesen Messungen die Röhre den Betriebsverhältnissen weitgehend anzupassen, erhielt sie auf der äußeren Glaswand einen Dämpfungsbelag aus Aquadag. Die Gesamtlänge der Dämpfungsschicht erstreckte sich auf etwa 4 cm und bewirkte bei 15 cm Wellenlänge 13 db Dämpfung. Zur Erzielung einer möglichst großen Ausgangsleistung befand sich die Mitte der Dämpfungsschicht nur etwa 2,5 cm vom Eingang der Wendel entfernt. Um mit möglichst kleiner Länge der Dämpfungsschicht eine möglichst große Reflexionsfreiheit zu erzielen, wurde die Aquadagschicht aufgespritzt, da sich durch die natürliche Dichteverteilung der Teilchen in der Spritzwolke leicht ein gut reproduzierbarer, günstiger Anstieg der Stärke der Dämpfungsschicht herstellen läßt. Außerdem wurde die Anstiegszone nach dem Wendeleingang zu wesentlich kleiner als nach dem Wendelausgang zu gemacht, da bei der nahezu verschwindenden Verstärkung im ersten Teil der Wendel Reflexionen hier wesentlich weniger wirksam sind. Für die jeweilige Betriebsstromstärke wurde die Strahlspannung so eingestellt, daß die mögliche Ausgangsspannung ein Maximum wurde. In Bild 6 ist die so gemessene Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannung für 10, 20, 30 und 40 mA Strahlstromstärke aufgetragen und in Bild 7 ist die aus Bild 6 entnehmbare Verstärkung als Funktion der Ausgangssignalspannung dargestellt.

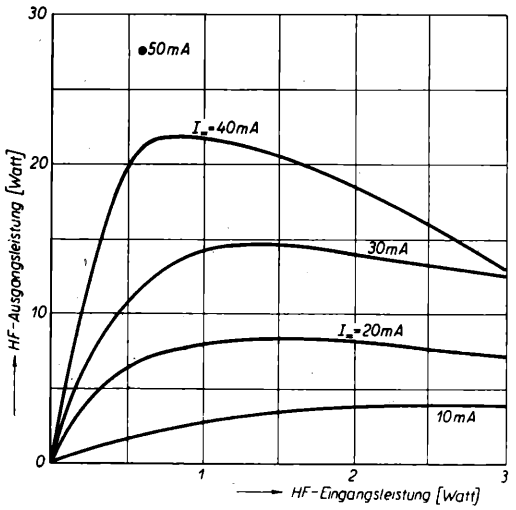


Bild 6. Die HF-Ausgangsleistung der Wanderfeldröhre von Bild 2 als Funktion der HF-Eingangsleistung bei verschiedenen Strahlströmen I (Strahlspannung $V \approx 3200$ V)

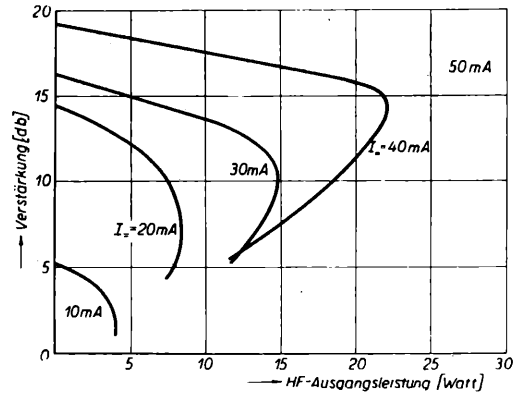


Bild 7. Die Abhängigkeit der Verstärkung von der HF-Ausgangsleistung bei verschiedenen Strahlströmen $I_=$. Betriebsbedingungen wie in Bild 6

Nach früheren Messungen beträgt für die vorgegebene Röhre die der Phasenkonstante β entsprechende Ausbreitungsspannung $V = 2840$ Volt. In Verbindung mit den Wendelmaßen nach Bild 1 folgt damit aus [4] Gl. (8) für den Kopplungswellenwiderstand in der Achse der Wendel $K = 120\ \Omega$ ($\lambda = 15$ cm). Für C ergeben sich dann für die verschiedenen Stromstärken die in der Tafel angegebenen Werte. Aus der Differenz der Betriebsspannung gegenüber der Ausbreitungsspannung ergibt sich aus der numerischen Darstellung von *Pierce* unter Benutzung der Normierungzahl b die Größe y_1 der Gl. (3). Der mit diesen y_1-Werten aus Gl. (3) vorausberechnete elektronische Wirkungsgrad ist, verglichen mit dem Gesamtwirkungsgrad, ebenfalls in der Tafel eingetragen. Man erkennt, daß die gemessenen Wirkungsgrade etwas kleiner sind als die berechneten. Dem gemessenen Wirkungsgrad von 15,9 % bei 30 mA entspricht eine maximal gemessene Ausgangsleistung von 16,2 Watt.

Die vorliegende Röhre war für längeren Betrieb für maximal 30 mA Stromstärke eingerichtet. Für Messungen ließ sie sich jedoch bis 50 mA betreiben. Der Wendelstrom konnte dabei noch auf 2 mA begrenzt werden. Die Leistungswerte für diesen Arbeitspunkt sind ebenfalls in der Tafel vermerkt. Bei 18,9 % Wirkungsgrad steigt die maximale Ausgangsleistung hier auf 33 Watt. Bis zum Erreichen der maximalen Ausgangsleistung ist bei den untersuchten Stromstärken die Verstärkung bereits um etwa 6 db gegenüber der Verstärkung bei kleinen Signalen abgesunken. Für viele Anwendungen ist diese Einbuße ohne Bedeutung, da sie durch eine entsprechende Verlängerung der Röhren leicht wieder ausgeglichen werden kann. Für Verstärkungszwecke hoher Güte darf sie jedoch meist nur um bestimmte Beträge absinken und es sind daher in der Tafel auch noch die Ausgangsleistungen für einen maximalen Verstärkungsabfall um 3 db eingetragen.

Aus den Werten für C ergeben sich für die logarithmische Verstärkung G_0, bei Annahme einer wirksamen Wendellänge von 26 cm, die Werte der letzten Spalte der Tafel, wenn keine Dämpfung längs des Wellenleiters vorhanden wäre. Die für kleine Signale, Bild 7, entnehmbaren Verstärkungen sind hauptsächlich wegen der Aquadagdämpfung von 13 db gegenüber den angegebenen Werten so beträchtlich geringer. Auf eine genauere Berechnung der Wirkung der Aquadagdämpfung soll jedoch im Rahmen dieser Arbeit verzichtet werden, da der Aufwand für die mathematische Behandlung derart verlaufender Dämpfungen sehr groß ist.

Mit einer verhältnismäßig geringen Vergrößerung der Wendellänge gelingt es leicht, die Verstärkung in gewünschter Weise zu erhöhen. In Fällen, in denen man eine Verlängerung der Röhre nicht mehr zulassen kann, bleibt als einzige Möglichkeit der Verstärkungserhöhung die Verringerung der Spannung unter entsprechender Einbuße an maximaler Ausgangsleistung.

IX. Die günstigste Entfernung der Aquadagdämpfung vom Wendeleingang

Bei der Berechnung des maximalen Wirkungsgrades wurde vorausgesetzt, daß die maximale Ausgangsleistung nicht von der Aquadagdämpfung beeinflußt wird. Eine derartige Beeinflussung ist sicher nicht vorhanden, wenn die Verstärkung in dem Wendelteil zwischen dem Ende der Aquadagdämpfung und dem Ende der Wendel sehr groß ist; denn dann ist am Beginn des Vorherrschens der sich verstärkenden Welle in diesem Teil der Wendel das Signal noch sehr klein. Nur für diesen Fall haben die auf die sich verstärkende Welle beschränkten Überlegungen des Abschn. II Gültigkeit. In Anlehnung an die Kurven von Bild 6 und 7 kann man für die Verstärkung in dem Teil, in dem die sich verstärkende Welle vorherrscht, als notwendigen Mindestwert 10 db annehmen, so daß man unter Hinzurechnung des Teiles, in dem die sich verstärkende Welle nicht vorherrscht,

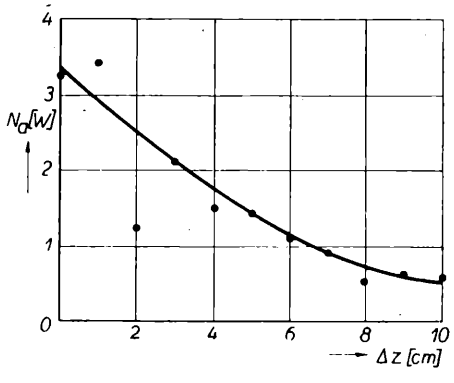


Bild 8. Die Abhängigkeit der maximalen HF-Ausgangsleistung vom Ort einer verschiebbaren Dämpfungsschicht. Für $\Delta z = 0$ befindet sich die Mitte der 10 cm langen Dämpfungsschicht etwa 5 cm vom Eingang der Wendel entfernt. $I_= = 17$ mA

insgesamt für die Verstärkung des Wendelteiles hinter der Aquadagdämpfung rund 20 db als Mindestwert fordern muß.

Zur Prüfung dieser Feststellung wurden Versuche mit einer verschiebbaren Aquadagdämpfungsschicht durchgeführt. Bei 15 cm Wellenlänge betrug die Dämpfung dieser insgesamt 10 cm langen Schicht 15 db. In Bild 8 ist die maximal erzielbare Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Entfernung zwischen Wendelanfang und Mitte der Dämpfungsschicht aufgetragen. Zur Erzielung der maximalen Ausgangsleistung mußte dabei die Strahlspannung mit wachsendem Abstand vom Wendelende in geringem Maße vergrößert werden. Als Mindestlänge des ausgangsseitigen Wendelteiles erkennt man rund 17 cm, wenn man die der verlaufenden Dämpfungslänge von 10 cm entsprechende wirksame Dämpfungslänge zu 9 cm annimmt. Der Wendellänge 17 cm entspricht bei 15 cm Wellenlänge und 17 mA Strahlstrom eine lineare Verstärkung von 25 db, die infolge der Verstärkungseinbuße durch das nichtlineare Verhalten auf rund 19 db abgesunken sein dürfte. Auf Grund der Erkenntnisse aus diesem Versuch wurden Lage und Länge der bei den Messungen des Abschn. VIII benutzten Dämpfungsschicht so gewählt, daß der dahinter liegende Wendelteil 22 cm lang war. In Übereinstimmung damit lassen die Meßergebnisse der Tafel vermuten, daß durch längere Röhren, die die Möglichkeit bieten, den ausgangsseitigen Teil der Wendel noch weiter zu vergrößern, keine beträchtliche Vergrößerung der Leistung für den Betrieb bei 10 mA und mehr zu erwarten ist. Dagegen sind die in der Tafel angegebenen Leistungen für Strahlströme unter 10 mA bereits merklich von der Dämpfung beeinflußt, so daß der Vergleich dieser Werte mit den berechneten zu größeren Unterschieden führt, als der Vergleich der Werte bei höheren Stromstärken.

Tafel

K = 120 Ohm V = 2840 Volt $J_e = I + \frac{2}{5} I_w$ Rohr Nr. 286

I mA	V Volt	I_w mA	C %	b	$-y_1$	$\eta_{\text{über}}$ %	η_{gem} %	$N_{5\text{db}}$ Watt	G_0 db
2,5	3020	0,5	2,92	0,81	0,85	9,9	5,5	—	14
5,0	3020	0,5	3,68	0,81	0,85	12,5	7,4	—	19,3
7,5	3070	0,5	4,19	0,90	0,89	14,9	9,2	—	21,5
10,0	3180	1,0	4,55	1,18	1,01	18,3	11,7	3,8	20,2
15,0	3150	1,5	5,24	0,94	0,91	19,1	11,9	—	27,4
20,0	3180	1,5	5,75	0,93	0,90	20,7	13,0	6,3	30,3
30,0	3310	1,5	6,49	1,1	0,97	25,2	15,9	11,0	32,2
40,0	3310	2,0	7,15	0,99	0,92	26,3	16,1	18,5	37,6
50,0	3420	2,0	7,6	1,12	0,98	29,8	18,9	—	37,6

Schrifttumsnachweis

[1] *J. R. Pierce:* Traveling-Wave Tubes, Van Nostrand, New York 1950.

[2] *J. C. Slater:* Microwave Electronics, Van Nostrand, New York 1950.

[3] *O. Döhler* und *W. Kleen:* AEÜ 3 (1949), S. 54—63.

[4] *H. Schnitger* und *D. Weber:* Frequenz 3 (1949), S. 189—195.

[5] *H. Schnitger* und *D. Weber:* AEÜ 6 (1952), S. 369—376.

[6] *J. R. Pierce* und *L. M. Field:* Proc. J. R. E. 35 (1947), S. 108—111.

[7] *C. C. Wang:* Proc. J. R. E. 38 (1950), S. 135—147.

[8] *H. Schnitger:* VDE-Fachberichte 14 (1950), S. 123—127.

Ionosphärenwetter und Funkwetter

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **B. Beckmann**, Darmstadt

DK 621.396.812.5

Einführung. Bekanntlich kommt eine Funkverbindung in größeren Entfernungen, insbesondere nach Übersee, nur durch die in der Ionosphäre reflektierte Raumwelle zustande. Ebenso bekannt ist, daß die hierbei erreichte Übertragungsqualität dauernden Veränderungen unterworfen ist, für die man den Ausdruck „Funkwetter" geprägt hat. Es sei nur an die bekannten Schwunderscheinungen und die zeitweise auftretenden Verkehrsstörungen erinnert.

Nun sind diese Vorgänge im Sinne der Meteorologie kein direktes Wettergeschehen, sondern es handelt sich hierbei um die Einwirkung des ionosphärischen Wetters auf einen bestimmten Prozeß, nämlich auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen.

Man ist heute bestrebt, mit der Einrichtung von Funkwetterdiensten, die auf Grund der bisherigen Erkenntnisse der Ionosphärenforschung arbeiten, den Funkbetrieb bei der Herstellung und Aufrechterhaltung von Verbindungen zu unterstützen. Die Funkwetterdienste geben lang- und kurzfristige Vorhersagen der zu erwartenden Güte der Übertragungsbedingungen heraus und wirken dabei hinsichtlich des jeweils günstigsten Frequenzeinsatzes beratend. Eine wesentliche Aufgabe des Funkwetterdienstes ist es deshalb, festzustellen, in welcher Form diese Beratung für den Betrieb am wirkungsvollsten ist. Von den hierbei auftretenden Fragen ist die Frequenz- und Richtungsabhängigkeit des Überseefunkwetters von größter Bedeutung. Sie wird im folgenden in einer Gegenüberstellung des Ionosphärenwetters und des Funkwetters näher behandelt.

Das Ionosphärenwetter

Das Ionosphärenwetter ist ein Wettergeschehen im Sinne der Meteorologie. Wie in der Troposphäre hat man es auch hier mit Veränderungen des Zustandes der Lufthülle der Erde zu tun, also mit Temperatur- und Luftdruckänderungen, Windbewegungen, Stürmen usw. Es ist lediglich zu berücksichtigen, daß die Atome dort alle weitgehend durch den Einfluß der Sonnenstrahlung ionisiert sind und das Diffusionsgleichgewicht infolge der geringen Gasdichte nicht mehr besteht. Infolge der durch die einzelnen Gasbestandteile bedingten verschiedenen Eindringtiefen der ionisierenden Strahlungen sind in verschiedenen Höhen mehrere Ionisationsmaxima ausgebildet. Unter ihnen sind die bekanntesten die E-Schicht in 120 km Höhe mit dem bis etwa 80 km reichenden, auch als D-Schicht bezeichneten unteren Ausläufer und die F-Schicht zwischen 300 und 400 km Höhe. Für den Überseeverkehr hat die untere Schicht im wesentlichen dämpfende Eigenschaften, während an der oberen Schicht die Reflexion eintritt. Auf die feinere Struktur dieser Schichten braucht hier nicht näher eingegangen zu werden.

Wegen der großen Ladungsträgerdichten ist bei der Dynamik der Ionosphäre im Vergleich zu der unteren Atmosphäre zu berücksichtigen, daß hier sogenannte „Plasmaschwingungen" auftreten, die unter dem Einfluß des erdmagnetischen Feldes einen besonderen Verlauf nehmen. In diese Richtung bewegen sich die neueren Untersuchungen des Ionosphärenwetters. Grundlegende Tatsachen sind jedoch seit längerem bekannt. So weiß man, daß das Ionosphärenwetter durch die von der Sonne ausgehende Ultraviolett- und Korpuskularstrahlung gesteuert wird. Da die Wirksamkeit der Ultraviolettstrahlung außer von der jeweiligen Sonnenaktivität vom Sonnenstandswinkel abhängt und die Korpuskularstrahlung unter dem Einfluß des erdmagnetischen Feldes nach den Polen der Erde abgelenkt wird, gibt es auf der Erde erhebliche örtliche Unterschiede des Ionosphärenwetters ähnlich wie in der Meteorologie. Durch die zeitlichen Schwankungen der genannten Strahlungen entstehen Änderungen des elektrischen Gleichgewichtszustandes. Dies führt zu Plasmaschwingungen und dadurch bedingte vertikale und horizontale Ladungs- und damit auch Materiebewegungen. Diese dauernden Veränderungen werden als Ionosphärenwetter bezeichnet. Es ändert sich dabei der schichtmäßige Aufbau und die Größe der Ionisationsmaxima.

Der Beobachtung des Ionosphärenwetters dienen zahlreiche über die Erde verteilte Ionosphärenstationen. Als Sonde wird dabei die elektromagnetische Welle verwendet, die die Eigenschaft hat, in dem ionosphärischen Plasma reflektiert zu werden. Aus der Eigenart der Reflexionen von kurzen Impulsen (Reflexionshöhe, Zahl und Amplitude der Reflexionen, Art und Qualität) bei Änderung der Frequenz wird auf das Ionosphärenwetter über dem Beobachtungsort geschlossen. Ein Vergleich der Ergebnisse läßt dabei die örtlichen Unterschiede erkennen.

Aus der unteren Frequenzgrenze (Dämpfungsfrequenz $f_{D\perp}$) des Eintretens der Reflexionen und aus den Amplitudenverhältnissen liest man die Dämpfungseigenschaften der E- und D-Schicht ab, aus der höchsten reflektierten Frequenz der F_2-Schicht die „Grenzfrequenz" $f_{G\perp}$. Höhere Frequenzen werden nicht mehr reflektiert, sondern durchdringen die Ionosphäre. Aus den Veränderungen dieser Reflexionsbereiche kann man fortlaufend das Ionosphärenwetter im Zenit der Ionosphärenstation ermitteln. Aus den Reflexionshöhen kann man die Veränderungen des schichtmäßigen Aufbaues erkennen, aus der Qualität der Reflexion das Auftreten scharf begrenzter Schichten oder diffuser Ladungsverteilungen oder einer wolkenartigen Struktur usw.; das alles sind Veränderungen durch die Schwankungen der Sonnenstrahlung. Nähere Ausführungen sollen hier nicht gemacht werden. Es sei auf das einschlägige Schrifttum [1 ··· 11, 16 ··· 19] verwiesen.

Das Funkwetter

Wie schon eingangs erwähnt, versteht man unter dem Funkwetter die Einwirkung des Ionosphärenwetters auf die Ausbreitung der Funkwellen über die ganze Erde. In der Meteorologie würde dies einem sekundären Prozeß, etwa dem Einwirken des troposphärischen Wetters auf das Pflanzenwachstum entsprechen. Wenn auch der Vergleich unzulänglich ist, so läßt er sich noch etwas weiterführen. So wie die verschiedenen Pflanzenarten mehr oder weniger Regen für ein gedeihliches Wachstum benötigen, unterscheiden sich auch die einzelnen Frequenzen der Funkwellen in ihrem Verhalten gegenüber dem „Regen" in der Ionosphäre, wenn man den Einfall der Korpuskularstrahlung der Sonne und die dadurch entstehenden Störungen einmal so bezeichnen darf. Hohe Frequenzen vertragen nur wenig „Regen", niedrige dagegen benötigen unter Umständen viel „Regen", wenn sie hohe Feldstärken liefern sollen.

Außer dieser frequenzabhängigen Einwirkung des Ionosphärenwetters auf das Funkwetter ist es ein wesentliches Merkmal, daß das Funkwetter für eine Funklinie aus dem Einfluß des örtlich verschiedenen Ionosphärenwetters entlang der gesamten Funklinie vom Sende- bis zum Empfangsort entsteht. Man spricht deshalb, von einem Stationsort aus gesehen, von einem richtungs- und entfernungsabhängigen Funkwetter. Als örtliches Funkwetter wird das aus der senkrechten Impulsmessung der Ionosphärenstation sich ergebende Reflexionsbild anzusehen sein, das ein Abbild des Ionosphärenwetter über dem Beobachtungsort darstellt [12 ··· 19].

Die Charakteristik des Übersee-Funkwetters

Mit einer Reflexion in der Ionosphäre können nur Entfernungen bis etwa 3500 km überbrückt werden. Die Übersee-Entfernungen, die etwa zwischen 6000 und 20 000 km liegen, erfordern immer mehrere Reflexionen zwischen Ionosphäre und Erde. Die leicht zu ermittelnden niedrigsten Sprungzahlen ergeben Sprungentfernungen[1]) zwischen 2000

1) Unter Sprungentfernung versteht man die Größe der „toten Zone", in der wegen zu niedriger Grenzfrequenz nach dem angeführten cos φ-Gesetz kein Empfang möglich ist. Sie läßt sich aus dem Verhältnis der gewählten Betriebsfrequenz f_G zur senkrecht gemessenen Grenzfrequenz $f_{G\perp}$ errechnen. Aus geometrischen Gründen (Höhe der F_2-Schicht und Erdkrümmung) kann eine größere Entfernung als etwa 3500 km nicht mit einer Reflexion, d. h. einem Sprung überbrückt werden. Bei der Berechnung einer Funklinie größer als 3500 km verfährt man deshalb so, daß man den Großkreisweg in Teile kleiner als 3500 km unterteilt. Für die dabei sich ergebende minimale Zahl der Reflexionen zwischen Erde und Ionosphäre, die man als niedrigste Sprungzahl bezeichnet, wird dann die Grenzfrequenzberechnung der Funklinie durchgeführt. Auf diese Weise sind auch für die Grenzfrequenz, d. h. für die höchste mögliche Übertragungsfrequenz, die Sprungentfernungen festgelegt.

und 3000 km. Die aus den Messungen der in der Nähe der Reflexionspunkte gelegenen Ionosphärenstationen ermittelten „senkrechten" Grenzfrequenzen $f_{G\perp}$ sind für diese Sprungentfernungen nach einer experimentell geprüften Formel umzurechnen

$$f_G^* = f_{G\perp} \Delta/\cos\varphi = f_{G\perp} M,$$

wobei φ der Einfallwinkel des „Wellenstrahles" in die Ionosphäre und Δ der Erdkrümmungsfaktor sind. Der Grenzfrequenz der Funklinie f_G entspricht dann der jeweils niedrigste Grenzfrequenzwert $f^*_{G\min}$ der einzelnen Reflexionspunkte, deren Lage durch ihre geographische Breite Φ und ihren auf MOZ des Stationsortes bezogenen Stundenwert t gegeben ist:

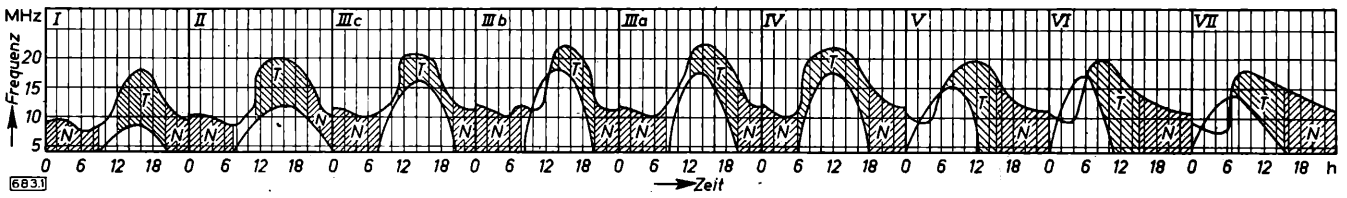
$$f_G(t) = (M \cdot f_{G\perp})_{t,\,\Phi_{\min}}.$$

M liegt am Tage etwa zwischen 2,5 und 3,1, nachts zwischen 2,2 und 2,8.

der Entfernung r [km], der Senderleistung N [kW] und der erforderlichen Empfänger-Mindestfeldstärke E_e [mV/m]. $B(R)$ ist ein mit der Sonnenaktivität veränderlicher Wert (R Sonnenflecken-Relativzahl), der empirisch ermittelt wird. Die Summation bedeutet die Überlagerung der Dämpfungsvorgänge an den einzelnen „Durchstoßpunkten" der D- und E-Schicht auf der Funklinie, deren Zahl gleich der doppelten Reflexionszahl ist.

Nach der Formel ist für $\chi = 0$, d. h. auf der Nachtseite der Erde, die Dämpfungfrequenz Null. Dies trifft natürlich nicht zu, da hier die Formel versagt; jedoch ist die Dämpfung so gering, daß die Dämpfungsfrequenz unterhalb der Empfangsgrenze liegt, die durch die mit abnehmender Frequenz anwachsenden atmosphärischen Störungen gebildet wird. Diese liegt im Mittel zwischen 5 und 3 MHz.

Da die Dämpfung mit abnehmender Frequenz zunimmt, können Frequenzen unterhalb der Dämpfungsfrequenz nicht empfangen werden.



Obere Begrenzungslinie: Grenzfrequenz $f_G(t)$
Untere Begrenzungslinie: Im Tagesgebiet Dämpfungsfrequenz $f_D(t)$, im Nachtgebiet atmosphärische Störungen unter 5 MHz
T = Tages-UFB; N = Nacht-UFB

Für die Bilder 1 und 4 ··· 6 gilt:

I Kanada	*III Südamerika*	*IV Südafrika*
II USA	*IIIa Brasilien-Argentinien*	*V Indien*
	IIIb Chile	*VI Australien*
	IIIc Kolumbien-Peru	*VII Ostasien (Japan-China)*

Bild 1. Grundsätzlicher Verlauf des Übertragungsfrequenzbereiches (UFB) der wichtigsten Überseeverbindungen für einen Stationsort in Westdeutschland (schraffiert).

Während die zeitliche Änderung der Grenzfrequenz nur den Messungen entnommen wird, da eine rechnerische Erfassung bisher nicht möglich ist, wird der zeitliche Verlauf der „normalen" Dämpfungsfrequenz f_D vielfach unter Zugrundelegung von Erfahrungswerten gerechnet. Hierfür kann folgende Formel benutzt werden:

$$f_D(t) = B\left[\sum_{\nu=1}^{n} (\cos\chi)_\nu^{1/2}\right]^{1/2} M \cdot (\log 300\sqrt{N}/E_e - \log r)^{-1/2}.$$

In dieser Formel kommt die Abhängigkeit der Dämpfung vom Sonnenstandswinkel χ zum Ausdruck. n ist die Zahl der Reflexionen, M derselbe Umrechnungsfaktor wie bei der Grenzfrequenz. Ferner ergibt sich eine Abhängigkeit von

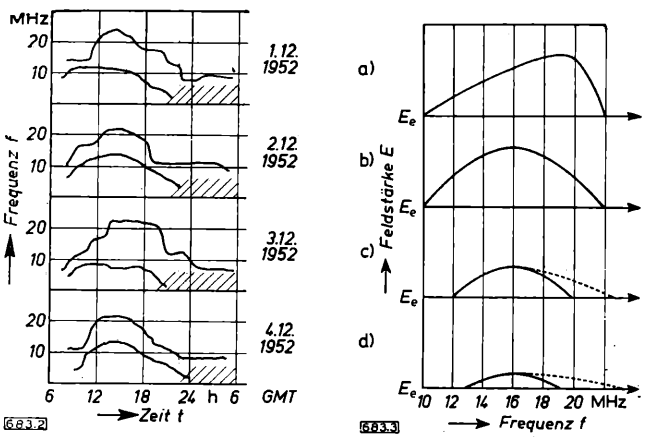


Bild 2. Veränderungen des UFB der Übersee-Funklinie nach Nordamerika an vier aufeinanderfolgenden Tagen (Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der DBP; Ermittlung der oberen und unteren Grenzen $f_G(t)$ und $f_D(t)$ durch Beobachtung im ganzen Frequenzbereich verteilter Sender in bestimmten Zeitabständen).

Bild 3. Die Feldstärke innerhalb des UFB abhängig von der Frequenz, a) an einem ungestörten Tag, b) bei mäßigen Bedingungen, c) und d) bei zunehmender Störungstätigkeit. (Einfluß der Streustrahlung gestrichelt, E_e erforderliche Mindest-Empfangsfeldstärke).

Um die grundsätzlichen Unterschiede des Funkwetters auf den einzelnen Überseelinien zu zeigen, ist in *Bild 1* $f_G(t)$ und $f_D(t)$ als mittlerer Tagesgang eines Jahres, etwa den Äquinoktien entsprechend, für die wichtigsten Überseefunklinien nach Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der Deutschen Bundespost dargestellt. Man sieht die verschiedene zeitliche Lage der Maxima von f_G und f_D, ferner die Zunahme dieser Werte für südliche Stationen. Auffällige Abweichungen, insbesondere des Dämpfungsverlaufes, treten für Australien (*VI*) auf, da hier die Nähe unserer Antipoden sich bemerkbar macht, die ja von uns aus gesehen in sämtlichen Großkreisrichtungen erreichbar sind. Trotz hoher Dämpfung in der Hauptrichtung treten auch relativ niedrige Frequenzen auf anderen Übertragungswegen in Erscheinung.

Betrachtet man nachts etwa 5 MHz als untere, durch die atmosphärischen Störungen bedingte Empfangsgrenze, die selbstverständlich auch Schwankungen unterliegt, so hat man einen über den ganzen Tag in seiner Breite in charakteristischer Weise veränderlichen Frequenzkanal. In diesem müssen die einzusetzenden Übertragungsfrequenzen liegen, wenn eine Verbindung möglich sein soll. Im folgenden soll dieser als Übertragungsfrequenzbereich (kurz UFB) gekennzeichnet werden. Allgemein kann man sagen, daß die Feldstärke im UFB um so größer ist, je breiter er ist, und zwar liegt das Optimum normalerweise etwas unterhalb von f_G.

Wir definieren als Tagesgebiet einer Funklinie die Zeit, in der der Übertragungsweg ganz der Sonnenstrahlung ausgesetzt ist. Für westliche Stationen ist das Tagesgebiet die Zeit zwischen dem Sonnenaufgang (SA) der Gegenstation und unserem Sonnenuntergang (SU), für östliche Stationen die Zeit zwischen unserem SA und dem SU der Gegenstation.

Wir können so den UFB für dieses Tagesgebiet abgrenzen. Läßt man noch die Zeiten fort, zu denen infolge zu schmalem UFB (zum Teil überschneiden sich die Kurven sogar) brauchbare Feldstärken nicht zu erwarten sind, so er-

hält man die in Bild 1 mit *T* bezeichneten Tages-UFBe und für den Rest des Tages die mit *N* bezeichneten Nacht-UFBe (schraffiert). *T* liegt z. B. für östliche Stationen nach MEZ vormittags, für westliche Stationen nachmittags. Die UFBe sind für die Übertragung um so besser geeignet, je weniger Veränderung sie zeigen, d. h. je weniger Frequenzwechsel innerhalb der Tage und Nächte erforderlich sind. Im Hinblick auf die Unterschiede zwischen beiden könnte man noch Übergangsbereiche abgrenzen, jedoch ist dies für die folgenden Betrachtungen nicht zweckmäßig.

Der UFB ist in dauernder zeitlicher Veränderung begriffen. Es läßt sich dabei zuerst ein jahreszeitlicher Gang und ein Gang mit der Sonnenfleckenperiode feststellen, dem sich entsprechend momentaner Schwankungen der Sonnenaktivität fortlaufend unregelmäßige Änderungen, die sogenannten Störungen, überlagern. *Bild 2* zeigt für Nordamerika die Änderung des UFB für vier aufeinanderfolgende Tage nach Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der Deutschen Bundespost für den Funkwetterdienst. Man sieht hier den zeitlich und intensitätsmäßig verschiedenen Einfluß der Störungen auf $f_G(t)$ und $f_D(t)$. Der Störungsverlauf kann nicht durch einen bestimmten Wert von f_G und f_D, auch nicht durch ihre Höchstwerte beschrieben werden, da die Gestalt der Kurven und ihre Änderung gänzlich verschieden sind.

Der Feldstärkeverlauf im UFB ist für solche Störungen in *Bild 3* dargestellt. Bei breitem UFB, also guten Übertragungsbedingungen, ist der Verlauf, wie schon erwähnt, entsprechend a), bei leichtgestörten mäßigen Bedingungen entsprechend b) mit einem Maximum etwa in der Mitte. Bei zunehmender Störungstätigkeit schrumpft er zusammen wie in c) und bei starken Störungen wie in d), jedoch kann eine Erweiterung des Bereiches durch Streustrahlung nach hohen Frequenzen eintreten (gestrichelt). Dabei sind die Feldstärken jedoch gering. Das Zusammenschrumpfen des UFB bei Nordlichtstörungen kommt durch Grenzfrequenzabfall und „Nordlichtdämpfung" zustande (Ursache: Korpuskularstrahlung). Reine Dämpfungsstörungen können auch eine einseitige Beschränkung des UFB an der unteren Grenze hervorrufen, wobei sich zumeist gleichzeitig die Grenzfrequenz erhöht (Ursache: Wellenstrahlung).

Allgemein bedeutet also ein schmaler UFB schlechtes Funkwetter, ein breiter gutes Funkwetter, wobei allerdings die Verbreiterung nicht durch Streustrahlung zustande kommen darf, denn in diesem Falle sind die Feldstärken niedrig. Die in Bild 2 dargestellte Störung des normalen Funkwetters ist deutlich gekennzeichnet durch eine Einengung des UFB am 2. 12. 1952, insbesondere um 19 Uhr.

Aus den vorstehenden Ausführungen folgt, daß das Funkwetter weder allein durch die Grenzfrequenz noch durch die Dämpfungsfrequenz bestimmt wird, sondern durch das Zusammenwirken beider, nämlich durch den jeweils vorhandenen UFB und seine mittlere Feldstärke. Nimmt man die Fläche des UFB als Maß des Funkwetters, so stellt man in Bild 2 am 2. 12. eine Verschlechterung, am 3. 12. eine Verbesserung und am 4. 12. wieder eine geringere Verschlechterung fest.

Die praktische Darstellung des Übersee-Funkwetters

Um das Funkwetter eines Zeitabschnittes, z. B. tags (*T*) und nachts (*N*), praktisch darzustellen, empfiehlt sich die Bildung der Mittelwerte

$$\overline{\Delta f} = \sum_{j=1}^{h} \Delta f_j / h$$

($\overline{\Delta f}$ mittlerer UFB, Δf_j momentaner UFB, h Zahl der Beobachtungszeiten)

und

$$\overline{E} = \sum_{i=1}^{n} E_i / n$$

($\overline{E}$ mittlere Feldstärke, E_i momentane Feldstärke, n Zahl der Beobachtungen). Da die in Bild 1 gezeigten grundsätzlichen richtungsmäßigen Unterschiede bestehen, ist es zweckmäßig, diese Werte entsprechend den Großkreisrichtungen in einem Polardiagramm darzustellen (*Bild 4*). Die Darstellung unterscheidet *T* und *N* für Winter und Sommer, so daß jahreszeitliche Änderungen daraus ersichtlich sind. In gleicher Weise kann man auch größere oder kleiner Zeitabschnitte darstellen.

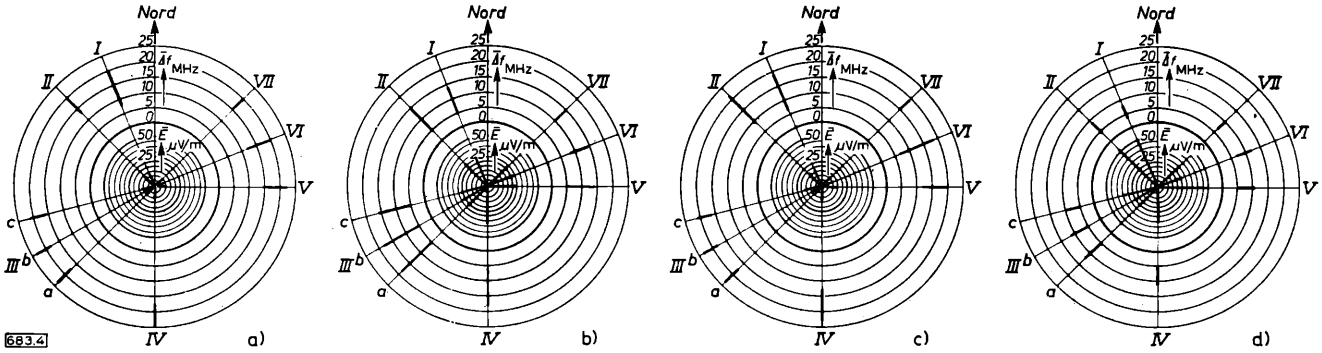


Bild 4. Mittelwerte $\overline{\Delta f}$ des Übertragungsfrequenzbereiches (UFB) und der Feldstärke $\overline{E}$ im Polardiagramm für Großkreisrichtungen der Überseelinien (innere Skala $\overline{E}$ in µV/m für 1 kW Sendeleistung, äußere Skala $\overline{\Delta f}$ in MHz); a) Sommertages-UFB, b) Sommernacht-UFB, c) Wintertages-UFB, d) Winternacht-UFB.

Um die Güte des Funkwetters auf den einzelnen Linien bequem miteinander vergleichen zu können — außer dem UFB sind auch die Feldstärken verschieden — und um die täglichen Schwankungen des Funkwetters nicht durch den Einfluß der Streustrahlung — breiter UFB bei geringer Feldstärke — zu verwischen, hält es der Verfasser dieser Arbeit für zweckmäßig, aus $\overline{E}$ und $\overline{\Delta f}$ durch Produktbildung eine einzige Kennziffer zu gewinnen, die im folgenden als Bandkennziffer *BK* bezeichnet werden soll. Sie errechnet sich aus folgender Formel:

$$BK = 1/n \cdot \sum_{i=1}^{n} E_i \cdot 1/h \cdot \sum_{j=1}^{h} \Delta f_j$$

(E_i Einzelwerte der Feldstärke, Δf_j Einzelwerte des UFB in *T* bzw. *N*, *n* Zahl der Feldstärkebeobachtungen, *h* Zahl der Beobachtungszeiten des UFB). Zunehmende *BK* bedeutet demnach eine Verbesserung des Funkwetters.

In *Bild 5* ist das Funkwetter durch die Bandkennziffer *BK* dargestellt. Die *BK*-Werte sind radial aufgetragen. Der

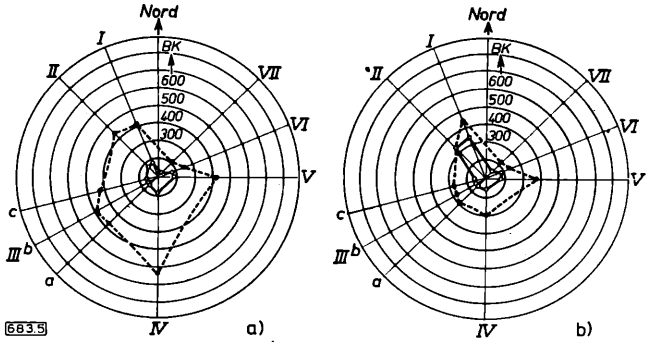


Bild 5. Kennzeichnung der richtungsmäßigen Unterschiede und zeitlichen Veränderungen des Überseefunkwetters durch Bandkennziffern (*BK*) im Polardiagramm. Ausgezogene Linien verbinden die *BK* des Tages-UFB, gestrichelte die *BK* des Nacht-UFB. Wachsende *BK* bedeuten zunehmende Funkwettergüte; a) Sommer, b) Winter.

besseren Übersicht wegen sind die zu *T* und *N* gehörenden Werte miteinander verbunden. Man erkennt aus der Darstellung die richtungsmäßigen und zeitlichen Qualitätsunterschiede des Funkwetters in übersichtlicher Weise. Zu allen Jahreszeiten sind am schwierigsten die Funkbedingungen für Ostasien (*VII*). Im Winter zeigt sich eine ausgesprochene Bevorzugung von Nordamerika (*II*) und Kanada (*I*). Im Sommer ist das Funkwetter allgemein nachts besser als im Winter, tagsüber ist es im Winter besser. Dementsprechend sind die Unterschiede zwischen Tag und Nacht im Sommer größer als im Winter. Diese an sich bekannten Tatsachen zeigen, daß die hier gewählte Darstellungsweise des Funkwetters richtig ist.

Für die Darstellung des täglichen Funkwetters ist es praktisch, die *BK*-Werte fortlaufend durch den Mittelwert eines zurückliegenden Zeitabschnittes, z. B. der letzten Sonnenrotationsperiode (27 Tage) zu teilen, um so die normalen langperiodischen Schwankungen und die normalen Richtungsunterschiede von den unregelmäßigen täglichen Störungen zu trennen. Die sich ergebenden Zahlenwerte liegen dann für alle Richtungen zwischen 0 und etwa 2 (reduzierte *BK*).

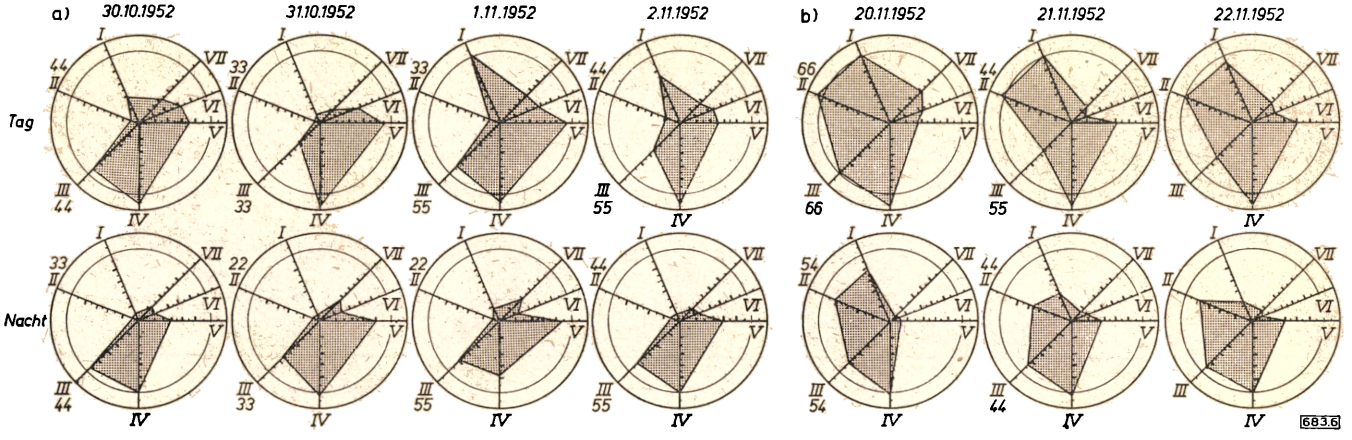
Bild 6 zeigt nach systematischen UFB-Beobachtungen, die ebenfalls vom Funkfrequenzmeßdienst der Deutschen Bundespost für den Funkwetterdienst durchgeführt wurden, tägliche Darstellungen des Funkwetters durch die daraus errechneten Bandkennziffern *BK*, die man auch als Funkwetterkarten bezeichnen kann. Die *BK*-Werte sind wieder radial aufgetragen und miteinander verbunden. Die eingeschlossene Fläche, deren Größe ebenfalls das Funkwetter charakterisiert, ist der Deutlichkeit halber grau ausgefüllt. Am 30. 10. 1952 (Bild 6 a) war das Funkwetter nur in nordwestlicher Richtung (*I* und *II*) sehr schlecht (die normalen Richtungsunterschiede sind hier nicht ausgeglichen, wie oben beschrieben). Am 31. 10. 1952 trat zusätzlich eine starke Verschlechterung in Richtung Südamerika (*III*) ein. Ostasien (*VII*) zeigt nur geringe Beeinflussung. Besonders deutlich ist der Unterschied des Funkwetters zwischen Ost und West am 1. 11. und 2. 11. Die Hauptstörung des Funkwetters lag an diesen Tagen offenbar westlich.

Im Gegensatz dazu zeigen die Tage vom 20. ··· 22. 11. 1952 (Bild 6 b) eine ausgesprochene Oststörung. Man erkennt dies schon an den grau ausgefüllten Flächen, die sehr auffällig tags und nachts westlich liegen im Gegensatz zu Bild 6 a, wo sie eine ausgesprochen östliche Lage haben. Man ersieht daraus, daß diese Art der Darstellung des Funkwetters in klarer Weise die verschiedene Beeinflussung der Uberseelinien erkennen läßt.

Zu bemerken ist, daß diese auf den ganzen UFB bezogene Funkwetterbetrachtung von derjenigen zu unterscheiden ist, die man bei Beobachtung einer oder nur weniger u. U. dicht benachbarter Frequenzen erhält. Da die oben erwähnte Betrachtungsweise die allgemeinere ist, könnte man sie auch als absolutes Funkwetter im Gegensatz zu dem auf eine bestimmte Frequenz bezogenen, relativen Funkwetter bezeichnen. Es ist durchaus möglich, daß bei gestörtem absolutem Funkwetter die Störung — relativ auf eine bestimmte günstig gelegene Frequenz bezogen — sich nicht so stark auswirkt und der Betrieb dadurch nicht nennenswert beeinflußt wird. Ebenso kann bei einer absolut schwachen Störung eine ungünstig gelegene Frequenz erheblichen Ausfall haben.

Zusammenfassung

Die unterschiedliche Auswirkung des Ionosphärenwetters auf das Funkwetter der Überseelinien wurde dargelegt. Zugleich wurde der Versuch gemacht, das Funkwetter in einer möglichst objektiven Betrachtungsweise durch Bildung von Bandkennziffern übersichtlich darzustellen, die die richtungsmäßigen Unterschiede des Funkwetters bei Störungen klar erkennen lassen.



Die an den Richtungen II und III vermerkten arabischen Ziffern bedeuten Prognosewerte des Funkwetterdienstes der DBP. Dabei gibt die erste Ziffer die Funkwettergüte, die zweite Ziffer die Tendenz der Fortentwicklung an: 6 normal, 5 unternormal, 4 mäßig gestört, 3 stark gestört, 2 sehr stark gestört.

Bild 6. Änderungen des Uberseefunkwetters, dargestellt durch Bandkennziffern *(BK)* im Polardiagramm, die aus Übertragungsfrequenzbereich-(UFB-)Beobachtungen des Funkfrequenzmeßdienstes der DBP errechnet wurden. Da wachsende *BK* zunehmende Funkwettergüte bedeuten, ist die von dem verbindenden Polygon eingeschlossene graue Fläche ebenfalls ein Maß für die Funkwettergüte; a) Hauptstörungslage westlich (30. 10. bis 2. 11. 52), b) Hauptstörungslage östlich (20. 11. bis 22. 11. 52).

Schrifttum

[1] J. Zenneck: Physik der hohen Atmosphäre, S. 1—36, in „Physik der Atmosphäre" von V. Conrad. Akad.Verl.Ges., Leipzig 1938.
[1a] J. Zenneck: Ionosphäre. Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften, Bd. 22. J. Springer, Berlin 1949.
[2] R. Eyfrig, E. Harnischmacher und K. Rawer: Worldwide F_2-Ionisation. J. geophys. Res. Bd. 55 (1950) S. 261.
[3] J. Malsch: Beiträge zur Struktur der Ionosphäre. Arch. elektr. Übertr. Bd. 2 (1948) S. 58.
[4] J. Bartels: Ebbe und Flut in der Ionosphäre. Ber. d. dtsch. Wetterdienstes i. d. US-Zone. Nr. 12 (1950) S. 30.
[5] W. Dieminger: The scattering of radio waves. Proc. Phys. Soc. Bd. 64 (1951) S. 142.
[6] W. O. Schumann: Plasmaschwingungen. FIAT-Rev. Bd. 15 (1945) S. 221
[7] W. O. Schumann: Wellen und Plasmen. Elektron Bd. 5 (1951) S. 279.
[8] O. Burkard: Isanomalien der F_2-Ionisation. J. geophys. Res. Bd. 56 (1951) S. 595.
[9] W. Becker: Zur Auswertung von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 4 (1950) S. 391.
[10] R. Eyfrig: Beiträge zur Höhenschwankung der F_2-Schicht der Ionosphäre. Z. angew. Phys. Bd. 3 (1951) S. 56.
[11] K. Bibl und K. Rawer: Les contributions des régions D et E dans les mesures de l'absorptions ionosphèrique. J. atmosph. terrestr. Phys. Bd. 2 (1951) S. 51.
[12] W. Dieminger: Uber Echolotungen bei schrägem Einfall. Z. angew. Phys. Bd. 3 (1951) S. 90.
[13] K. Rawer: Ausbreitungsvorhersage für Kurzwellen mit Hilfe von Ionosphärenbeobachtungen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 5 (1951) S. 154.
[14] A. F. W. Wilkins und C. M. Minnis: Comparision of ionospheric radio transmission forecasts with practical results. Proc. Instn. Electr. Engrs III Bd. 98 (1951) S. 209.
[15] P. Kotowski, E. Schüttlöffel und G. Vogt: Kurzwellenanlagen mit steuerbarer Richtcharakteristik und ihre Anwendung zur Messung von Einfallswinkeln. Arch. elektr. Übertr. Bd. 4 (1950) S. 247.
[16] W. Dieminger: Ionosphäre: In J. Bartels „Geophysik": FIAT-Rev. Bd. 17 (1947) S. 93.
[17] B. Beckmann: Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Bücherei der Hochfrequenztechnik. Bd 1. Herausgegeben von J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1940; 2. Aufl., 1948.
[18] Ionospheric Radio Propagation. US-Department of commerce. National Bureau of Standards, Circular 462, 1948.
[19] Ergebnisse der Ionosphärentagung Kleinheubach 1951. Fernmeldetechnisches Zentralamt IV E, Ausgabe Mai 1952.

Sonderdruck aus der Zeitschrift „FERNMELDE-PRAXIS“ Nr. 7/53

Verlag Franz Westphal, Wolfshagen-Scharbeutz

Die Arbeitsweise des 20/40-kW-Einseitenband-Telefoniesenders der Firma Telefunken

Von Dr.-Ing. Eugen Meinel, Darmstadt

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

DK 621.396.699.24

In einem früheren Aufsatz*) wurde die Arbeitsweise der 20-kW-Einseitenband-Telefoniesender der Firma C. Lorenz, die die Deutsche Bundespost auf der Übersee-Funksendestelle Frankfurt—Bonames für die Funkfernsprechlinien nach New York betreibt, ausführlich behandelt. In diesem Heft soll die Arbeitsweise des 20/40-kW-Einseitenband-Telefoniesenders der Firma Telefunken näher beschrieben werden. Dieser Sender wird von der Deutschen Bundespost auf der Funksendestelle Elmshorn bei Hamburg für den Funksprech- und Funktelegrafieverkehr nach Südamerika (Buenos Aires und Rio de Janeiro) eingesetzt. Zuerst sollen die wichtigsten technischen Bedingungen der Deutschen Bundespost für die Lieferung dieses Senders mitgeteilt werden. Anschließend werden Aufbau und Gliederung eingehend erläutert.

A) Die wichtigsten technischen Bedingungen

1. Frequenzbereich: 5 ... 25 MHz (12 ... 60 m)
2. Senderausgangsleistungen:
   a) 40 kW Spitzenleistung bei Einseitenbandmodulation mit einem Doppelton bzw. 20 kW Spitzenleistung bei Einseitenbandmodulation mit einem einzigen Ton.
   b) 20 kW Trägerleistung bei Zweiseitenbandmodulation (Anoden-B-Modulation in der Senderendstufe).
   c) 25 kW Oberstrichleistung bei tonloser Telegrafie.
3. Senderausgangsimpedanz: 2×60 Ohm symmetrisch.
4. Lineare Verzerrungen für jedes Seitenband: zwischen 250 und 5000 Hz höchstens ± 20 %.
5. Das lineare Nebensprechen des oberen Seitenbandes auf das untere und umgekehrt muß im Übertragungsbereich von 250 bis 5000 Hz einer Mindestdämpfung von 6,0 N entsprechen.
6. Nichtlineares Nebensprechen: Die kubischen Verzerrungen müssen bei Vollaussteuerung des Einseitenbandsenders mit 2 Meßfrequenzen gleicher Amplitude 4,0 N unter der Nutzamplitude jedes Meßtones liegen.
7. Störton:
   a) bei Einseitenbandmodulation:
   Störmodulation bei Aussteuerung des Einseitenbandsenders mit einem einzigen Meßton zu 20 kW und gleichzeitiger Unterdrückung des Restträgers höchstens 1 %.
   b) bei Zweiseitenbandmodulation mit Rundfunkqualität:
   Modulationsgrad der Fremdspannung höchstens 2,0 ‰,
   Modulationsgrad der Geräuschspannung höchstens 0,4 ‰.
8. Lineare Verzerrungen bei Zweiseitenbandmodulation:
   zwischen 50 und 7 000 Hz höchstens ± 10 %,
   zwischen 30 und 10 000 Hz höchstens ± 20 %.
9. Nichtlineare Verzerrungen bei Zweiseitenbandmodulation:
   bei 80 % Senderaussteuerung mit 800 Hz höchstens 4 %.

Außerdem sind die technischen Bedingungen des Senderpflichtenheftes der Deutschen Bundespost einzuhalten.

B) Aufbau und Gliederung des Telefunken-Einseitenbandsenders

Nach den obigen technischen Bedingungen läßt sich der 20/40-kW-Einseitenbandsender entweder als Einseitenband-Telefoniesender mit 40 kW Spitzenleistung oder als Zweiseitenband-Telefoniesender mit 20 kW Trägerleistung und Rundfunkqualität oder als Telegrafiesender mit 25 kW Oberstrichleistung verwenden. Er gliedert sich in folgende 5 Hauptteile:

1. Einseitenband-Vorsatz,
2. Hochfrequenzstufen,
3. Zweiseitenband-Modulator,
4. Stromversorgungsanlage,
5. Senderschaltpult.

*) Siehe „Funk-Praxis“ Sept. 1952, S. 574.

Während das Einseitenband-Vorsatzgerät in Gestellbauweise ausgeführt ist, sind die unter 2. bis 4. aufgeführten Haupteile in Schränken eingebaut.

1. Der Einseitenband-Vorsatz

Von den niederfrequenten Endeinrichtungen des Überseeamtes Hamburg werden gleichzeitig 2 Gespräche mit dem Frequenzbereich 250 ... 5000 Hz über die Leitung A zur Sendestelle Elmshorn geleitet. Hierbei besitzt das eine Gespräch die normale Frequenzlage im Bereich 250 ... 2500 Hz, und das zweite Gespräch ist mit Hilfe der Trägerfrequenz 5250 Hz in den Frequenzbereich 2750 ... 5000 Hz verlagert. Auf einer zweiten Leitung B werden ein drittes Gespräch und 10 Töne der Wechselstromtelegrafie an Stelle eines vierten Gespräches zur Sendestelle Elmshorn übertragen. Diese 10 Telegrafietöne werden für zwei Fernschreibverbindungen und für eine Doppelton-Morseverbindung zur Abwicklung des internen Dienstverkehrs mit der Gegenstelle in Südamerika benötigt. Im Einseitenband-Vorsatzgerät werden die auf den beiden Leitungen ankommenden Modulationen durch folgende drei Frequenzumsetzerstufen, die mit Ringmodulatoren und Trockengleichrichtern ausgerüstet sind, in den Bereich 2625 kHz verlagert:

a) Zwei erste Frequenzumsetzer, die die 5 kHz breiten Niederfrequenzbänder A und B einseitenbandmäßig oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz 25 kHz verlagern.
b) Ein zweiter Frequenzumsetzer, der die trägerlosen 25-kHz-Seitenbänder mit Hilfe eines 100-kHz-Hilfsträgers auf 125 kHz verlagert. Hinter diesem Umsetzer wird der Restträger regelbar zugesetzt.
c) Ein dritter Frequenzumsetzer, der das Signal mit Hilfe eines 2500-kHz-Hilfsträgers auf 2625 kHz verlagert.

Am Ausgang des Einseitenband-Vorsatzgerätes beträgt der Nutzpegel der Zwischenfrequenz 2625 kHz etwa 0,1 Volt an 150 Ohm. Dieser Spannungspegel entspricht einer relativ geringen HF-Ausgangsleistung von etwa $^1/_{15}$ mWatt. In einem Einseitenband-Zusatzgerät wird die Nachricht von der Mittelwelle auf die gewünschte Kurzwelle umgesetzt.

Durch die Wahl der ersten Umsetzerfrequenz von 25 kHz läßt sich das jeweilige unerwünschte Seitenband mit einfachen LC-Bandfiltern wegsieben, während bei den früher beschriebenen 20-kW-Einseitenbandsendern der Firma C. Lorenz wegen der relativ hohen ersten Umsetzerfrequenz von 100 kHz sehr trennscharfe und kostspielige Quarz-Bandfilter zur Unterdrückung der unerwünschten Seitenbänder notwendig sind. Der Einseitenband-Vorsatz enthält noch einen sehr konstanten Quarzgenerator für 625 kHz, aus dem durch Frequenzteilung und Frequenzvervielfachung die Hilfsträgerfrequenzen 25 kHz, 100 kHz, 2500 kHz und 2625 kHz abgeleitet werden.

Für Überwachungszwecke wird die Ausgangsfrequenz des Einseitenbandsenders Zug um Zug wieder demoduliert. Das im Einseitenband-Vorsatzgestell eingebaute Kontrollgerät enthält daher 4 Frequenzumsetzer, die mit den in der Aufbereitung benutzten Trägerfrequenzen die Einseitenbandschwingungen des Senderausgangs in die Niederfrequenz rückmodulieren. Durch zwei Bandpässe bei 25 kHz werden die beiden Seitenbänder A und B wieder getrennt. Ferner sind noch zwei Meßfelder zur Pegelkontrolle an den Ausgängen der Frequenzumsetzerstufen vorgesehen.

2. Die Hochfrequenzstufen

Die einzelnen Senderstufen werden zunächst in der Reihenfolge aufgeführt, wie sie im Zweiseitenbandbetrieb Anwendung finden. Sodann wird die Arbeitsweise des Einseitenband-Zusatzgerätes beschrieben. Der 20-kW-Telefoniesender besteht aus 4 Vorstufen und 3 Leistungsstufen und wird mit folgenden Röhren betrieben:

a) Quarzsteuerstufe mit zwei Betriebsquarzen in Pierce-Schaltung und mit einer EF 14 (Stufe Ia).
b) Selbsterregte Steuerstufe und Trennstufe in Gegentakt mit je zwei REN 904 (Stufen Ib und II).
c) Erste Verdoppler- oder Verstärkerstufe mit zwei EL 12 spez. (Stufe III).
d) Zweite Verdoppler- oder Verstärkerstufe mit zwei EL 12 spez. (Stufe IV).
e) Erste Leistungsstufe mit einer strahlungsgekühlten Senderöhre RS 384 (Stufe V).
f) Zweite Leistungsstufe, auch Treiberstufe genannt, mit einer wassergekühlten Senderöhre RS 520 als Betriebsröhre und einer Röhre RS 520 zur Neutralisation (Stufe VI).
g) Dritte Leistungsstufe bzw. Senderendstufe mit zwei Wasserkühlröhren RS 520 in Gegentaktschaltung (Stufe VII).

Beide Endstufen arbeiten in Kathodenbasisschaltung und sind gegentaktneutralisiert. Die Röhren der Senderendstufe sind wechselstromgeheizt und durch Anwendung der Scott-Schaltung brummkompensiert. Hierbei werden beide Röhren über je einen Transformator geheizt, von denen der eine primärseitig zwischen Phase R und T an 380 Volt und der andere primärseitig zwischen Phase S und Null an 220 Volt liegen. Da beide Spannungen um 90° phasenverschoben sind, heben sich die restlichen Brummspannungen auf, deren Frequenz wegen des quadratischen Heiz-

effektes 100 Hz beträgt. Die Röhren der Senderstufen V und VI sind dagegen mit Gleichstrom geheizt, um die Fremdspannung bei Einseitenbandbetrieb so klein wie möglich zu halten.

Für den Einseitenbandbetrieb wird das Einseitenband-Zusatzgerät zwischen den Senderstufen IV und V eingeschleift. In einer ersten Umsetzerstufe dieses Zusatzgerätes wird die Senderfrequenz f_s um 2625 kHz verlagert. Mit Hilfe dieser verlagerten Frequenz (f_s — 2625 kHz) wird dann der vom Einseitenband-Vorsatzgerät kommende Nachrichteninhalt in einer zweiten Umsetzerstufe von 2625 kHz auf die Senderfrequenz f_s umgesetzt. In zwei folgenden Verstärkerstufen wird sodann der Nachrichteninhalt der Senderfrequenz auf den Leistungspegel gebracht, wie er bei Zweiseitenbandbetrieb am Ausgang der Senderstufe IV besteht. Dieses Verfahren der zweifachen Frequenzumsetzung im Einseitenband-Zusatzgerät hat zwei große Vorteile: Erstens heben sich hierbei die Frequenzschwankungen der drei Hilfsträgerfrequenzen f_1 = 25 kHz, f_2 = 100 kHz und f_3 = 2500 kHz des Einseitenband-Vorsatzgerätes auf, so daß die Frequenzkonstanz der Einseitenbandmodulation nur noch von der Frequenzstabilität des Steuerquarzes in der Senderstufe I a abhängt. Bei diesem Umsetzerverfahren ist somit die Frequenzkonstanz der Einseitenbandmodulation unabhängig von der Anzahl der Bandumsetzungen. Die Hilfsträger-

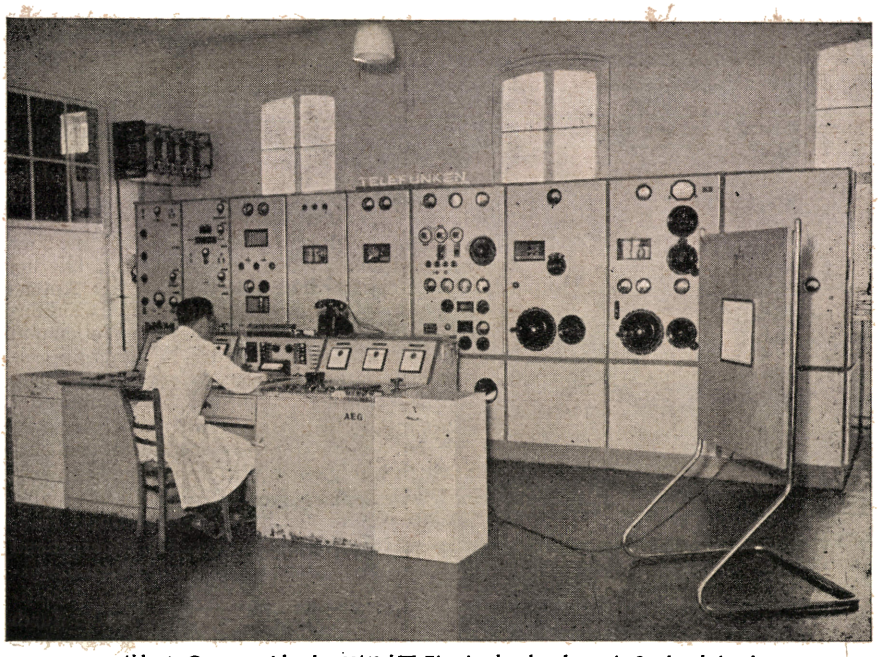


Abb. 1. Gesamtansicht des 20/40-kW-Einseitenbandsenders mit Senderschaltpult

frequenzen können daher von wesentlich geringerer Frequenzstabilität sein als die einzige Bezugsfrequenz, nämlich die Frequenz des Steuerquarzes. Bei dem bisherigen Einseitenband-Umsetzerverfahren mußten dagegen sämtliche Zwischenträgerfrequenzen sehr konstant gehalten werden, da sich die Senderfrequenz aus der Summe aller Zwischenfrequenzen zusammensetzt. Der zweite Vorteil besteht darin, daß die gleichen Steuerquarze sowohl bei Zweiseitenbandbetrieb als auch bei Einseitenbandbetrieb verwendet werden können.

3. Der Zweiseitenband-Modulator

Der Zweiseitenband-Modulator besteht aus vier NF-Gegentaktverstärkerstufen mit abgesetztem Anodenmodulationstransformator. Diese Stufen sind mit folgenden Röhren bestückt:

a) Erster Gegentakt-A-Verstärker mit zwei RV 271 A.
b) Zweiter Gegentakt-A-Verstärker mit vier RV 271 A.
c) Dritter Gegentakt-A-Verstärker mit Gegenkopplung und zwei RS 285.
d) Gegentakt-B-Endverstärker mit zwei wassergekühlten Röhren RS 520, umschaltbar auf zwei Reserveröhren.

Die dritte NF-Verstärkerstufe wird in der Kathodenfolgeschaltung betrieben, da in der folgenden NF-Endstufe beträchtliche Gitterströme bei größeren Senderaussteuerungen fließen. Diese Schaltung stellt gleichzeitig eine Spannungsgegenkopplung dar, wodurch die nichtlinearen Verzerrungen sehr klein gehalten werden.

4. Die Stromversorgungsanlage

Die Stromversorgungsanlage des Einseitenbandsenders besteht aus folgenden Gleichrichtern:

a) Zwei Gleichrichter für — 150 Volt und — 220 Volt Gittervorspannung, die in Serie geschaltet — 370 Volt Gittervorspannung an die Senderendstufe bei Einseitenbandbetrieb liefern.
b) 400-Volt-Gleichrichter für die Anodenspannungen der Sendervorstufen.
c) 1500-Volt-Gleichrichter für die Anodenspannungen der Senderstufe V und der ersten beiden NF-Verstärkerstufen.
d) Hochspannungsgleichrichter mit 6 Gleichrichterröhren vom Typ RSQ 15/40 zur Speisung der Anoden der Treiber- und Senderendstufe sowie des Modulators mit + 7 kVolt bei Zweiseitenbandmodulation bzw. der Anoden der Senderendstufen mit + 10 kVolt bei Einseitenbandmodulation. Zum Lieferumfang gehört eine Reserve-Stromversorgung der gleichen Bauart.

5. Das Senderschaltpult

Das Senderschaltpult enthält die für die Ein- und Ausschaltung des Senders notwendigen Druckknöpfe, Schalter und Signallampen. Außerdem sind die wichtigsten Senderüberwachungsinstrumente (z. B. Meßgeräte für die Netzspannung, die Heiz-, Gitter- und Anodenspannungen, die Senderaussteuerung, die Temperatur des Kühlwassers etc.) in übersichtlicher Weise angeordnet. Abb. 1 zeigt eine Gesamtansicht des 20/40-kW-Einseitenbandsenders der Firma Telefunken mit dem Senderschaltpult und dem Überwachungslautsprecher im Vordergrund.

6. Der HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmesser

Am Senderausgang, der für eine erdsymmetrische Belastung von 2 × 60 Ohm angepaßt ist, wird der Betriebszustand der zur Antenne führenden Speiseleitung und der Betriebszustand der Antenne selbst mit zwei HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmessern*) dauernd überwacht. Diese Kontrollgeräte dienen zur Anzeige der an den Antennenkreis abgegebenen HF-Leistung und zur Anpassung der Antenne über die Speiseleitung an den Senderausgang. Hierbei soll vermieden werden, daß ein Teil der Antennenkreisleistung infolge Fehlanpassung zurückflutet und durch diesen Rückfluß stehende Wellen und dadurch Überspannungen in der HF-Energie-Leitung hervorgerufen werden. Derartige Anpassungsfehler können z. B. durch Fehlbedienung der Transformationsglieder im Antennenkreis oder durch Verstimmung der Antenne durch mechanische Schäden infolge von Witterungseinflüssen entstehen. Durch zwei zugehörige Abschaltgeräte wird der Sender bei kurzzeitiger Überschreitung einer maximal zulässigen Fehlanpassung vorübergehend gesperrt oder bei länger andauernden Spannungsüberschreitungen ganz abgeschaltet. Nach Beseitigung der Fehlanpassung läßt sich der Sender durch ein besonderes Wiedereinschaltgerät wieder einschalten.

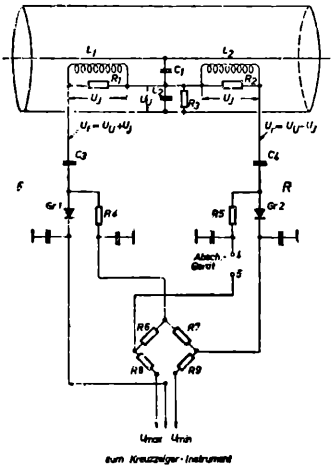


Abb. 2. Grundsätzliches Schaltbild des HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmessers der Firma Telefunken

Die beiden Fehlanpassungsmesser werden vom gesamten HF-Energieleitungsstrom durchflossen und sind für einen Wellenwiderstand von je 60 Ohm dimensioniert. Die Wirkungsweise des Fehlanpassungsmessers beruht auf der Tatsache, daß an einer beliebigen Meßstelle der HF-Energieleitung, die infolge Fehlanpassung von fort- und rücklaufenden Stromwellen durchflossen wird, die Spannung U der HF-Energieleitung gleich der vektoriellen Summe ($U_f + U_r$) der Spannungen und der Leitungsstrom J gleich der vektoriellen Differenz ($J_f - J_r$) der Ströme der fort- und rücklaufenden Wellen sind. Wie aus dem in Abb. 2 gezeigten Prinzipschaltbild des HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmessers hervorgeht, besteht dieses Meßgerät aus einer HF-Wechselstrombrücke mit zwei linearen Gleichrichtern Gr 1 und Gr 2 sowie aus einer anschließenden Gleichstrombrücke, an die ein Kreuzzeigerinstrument angeschlossen ist. Die beiden Stromwandler L_1 und L_2 sind mit dem Innenleiter der HF-Energieleitung gekoppelt und mit den Widerständen R_1 und R_2 praktisch kurzgeschlossen. An diesen Widerständen liegt daher eine Spannung, die dem Leitungsstrom proportional und mit ihm in Phase ist, d. h. die Stromspannung U_J. Durch den kapazitiven Spannungsteiler C_1 und C_2 zwischen Innenleiter und Außenleiter der HF-Energieleitung entsteht an C_2 die Spannungsspannung U_U, die phasengleich und proportional zur Leitungsspannung ist. Der parallel zum Kondensator C_2 liegende Widerstand R_3 dient zum frequenzunabhängigen Ausgleich der kleinen

*) Dieses Meßgerät wurde von Dr.-Ing. W. Buschbeck (Telefunken) entwickelt.

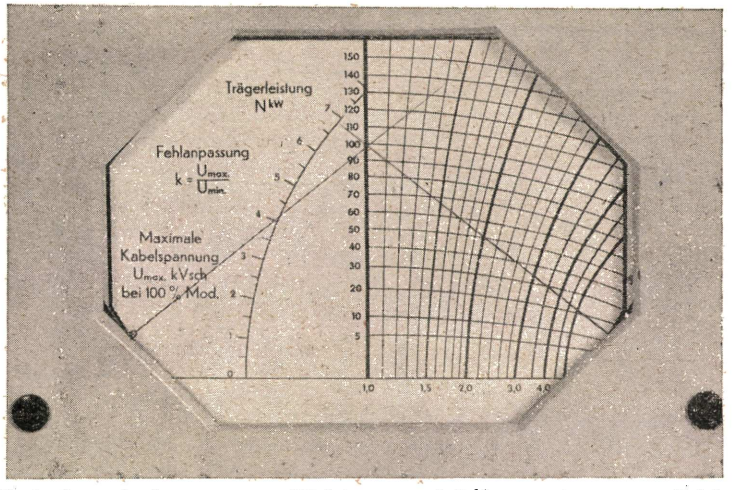


Abb. 3. Kreuzzeigerinstrument zum HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmesser von Telefunken

Phasenfehler von U_J. Die Spannungsteilung ist so bemessen, daß $U_U = U_J$ ist. Beide Spannungen werden in Serie bzw. gegeneinander geschaltet. Die Beträge der hierbei entstehenden Meßspannungen U_f und U_r werden mit Hilfe der Gleichrichter Gr 1 und Gr 2 gemessen und sind den Amplituden der fort- und rücklaufenden Wellen auf der Leitung proportional. Sie erzeugen an den Ladekondensatoren C_3 und C_4 und den Widerständen R_4 und R_5 entsprechende Gleichströme, die in der Widerstandsbrücke R_6, R_7, R_8 und R_9 addiert und subtrahiert werden. An den Klemmen, an die das Kreuzzeigerinstrument angeschlossen ist, liegen dann Spannungen, die zu $U_{max} = U_f + U_r$ bzw. $U_{min} = U_f - U_r$ proportional sind. Über die Klemmen 4 und 5 fließt ein zu U_r proportionaler Gleichstrom, der dem Abschaltgerät zugeführt wird. Wie aus der Skalenansicht des Kreuzzeigerinstrumentes in Abb. 3 hervorgeht, zeigt das rechte Gleichstrominstrument die Höchstspannung U_{max} und das linke die Mindestspannung U_{min} an. Diese Instrumente sind so nebeneinander angeordnet, daß der Schnittpunkt ihrer Zeiger mit entgegengesetzter Drehrichtung über einer Skala spielt. Die Skala besteht aus nahezu waagerecht verlaufenden Kurven, die die Linien konstanter Leistung bilden, und aus nahezu senkrecht verlaufenden Kurven, die die Linien konstanter Fehlanpassung sind. In der Hochfrequenztechnik ist die Fehlanpassung durch den Ausdruck: $k = U_{max}/U_{min} = J_{max}/J_{min}$ definiert. Bei richtiger Anpassung der offenen Antenne an den Senderausgang verschwinden die stehenden Wellen, so daß beide Gleichstrominstrumente gleich große Ausschläge anzeigen und der Schnittpunkt ihrer Zeiger über der Mittelsenkrechten der Skala liegt, die somit der Fehlanpassung $U_{max}/U_{min} = 1{,}0$ entspricht. Die Höhe des Schnittpunktes auf der Mittelsenkrechten hängt von der Größe der HF-Leistung

$$N_{HF} = \frac{U_{max} \times U_{min}}{Z} = J_{max} \times J_{min} \times Z$$

ab. Außerdem ist für den Zeiger des rechten Instrumentes noch eine Spannungsskala vorgesehen, die bei Anpassung die doppelte Scheitelspannung der HF-Energieleitung für die im Schnittpunkt angezeigte Trägerleistung angibt. Dieser Wert entspricht der Scheitelspannung der HF-Energieleitung bei einer Senderaussteuerung von 100 %. Das rechte Gleichstrominstrument wird daher auch als selbsttätiger HF-Energieleitungsschutz verwendet, der bei Überschreiten der höchstzulässigen Spannung der Energieleitung den Sender abschaltet. Derartige HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmesser werden für Senderleistungen von ein bis zu mehreren hundert Kilowatt im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich hergestellt und sind für den jeweiligen Wellenbereich praktisch frequenzunabhängig.

Mit den beiden HF-Leistungsmessern wird die erdsymmetrische HF-Energieleitung gleichzeitig hinsichtlich unsymmetrischer Speisung überwacht. Denn durch unsymmetrische Speisung des Senderhombus tritt eine unerwünschte Schwenkung des Hauptstrahles ein. Die Stromunsymmetrie auf der erdsymmetrischen Speiseleitung soll den Toleranzwert von ± 10 % gegenüber dem Strommittelwert nicht überschreiten. Diese Forderung entspricht einer höchstzulässigen Leistungsunsymmetrie von rund ± 20 %.

7. Der Antennenwahlschalter

Die Hochfrequenzenergie des Einseitenbandsenders wird über einen Antennenwahlschalter der gewünschten Richtantenne zugeführt. Dieser erdsymmetrische Wahl-

schalter mit dem Wellenwiderstand $Z = 2 \times 60$ Ohm wurde von der Firma Telefunken entwickelt und gestattet die wahlweise Schaltung von 5 Kurzwellensendern auf 10 symmetrische Antennen, und zwar auf 9 Rhombusantennen und eine künstliche Antenne, die für Meßzwecke benötigt wird. Da die Senderhomben einen erdsymmetrischen Wellenwiderstand von 500 Ohm besitzen, müssen sie über frequenzunabhängige Transformationsleitungen an den Senderausgang von 2×60 Ohm angepaßt werden. Auf der Funksendestelle Elmshorn werden hierfür Transformationsleitungen von etwa 14 m Länge in Form von konzentrischen Doppelreusen mit einem exponentiellen Anstieg des erdsymmetrischen Wellenwiderstandes von 120 Ohm auf 500 Ohm verwendet. Die Konstruktion des Antennenwahlschalters ist in Abb. 4 dargestellt. Auf der rechten Seite sieht man eine vertikale Trägersäule, an der die 5 übereinander angeordneten Doppelrohre der Senderseite des Wahlschalters in Schwenklagern verankert und in der Horizontalebene parallel beweglich sind. Auf der linken Seite sind die 10 Doppelrohre der Antennenseite nebeneinander angeordnet. Sie werden von Stützlagern getragen und schwenken vertikal in die Kupplungsarmaturen der senderseitigen Doppelrohre ein. Die von den Sendern kommenden Doppelrohre werden mit entsprechenden Kupplungsarmaturen an die Schwenklager der Senderseite, die abgehenden Doppelrohre der Antennenzuleitungen an die Stützlager der Antennenseite des Wahlschalters angeschlossen. Jeder der 5 Sender-Doppelschwenkarme wird an einem Rasterkranz geführt und läßt sich in eine der 10 Antennenstellungen einrasten. Falls während des Senderbetriebes ein Schwenkarmpaar irrtümlich betätigt wird, dann wird die Anodenspannung des Senders über einen Blockierungskontakt, der am Schaltmaul des Senderschwenkarmes angebracht ist, automatisch abgeschaltet.

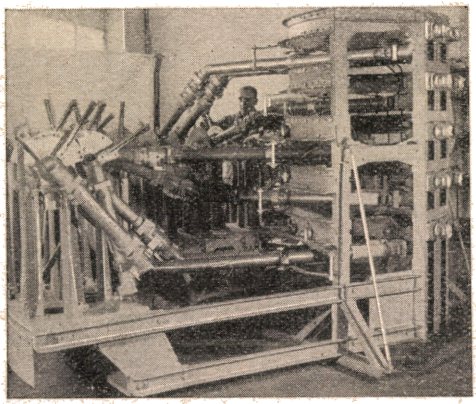


Abb. 4. Erdsymmetrischer Antennenwahlschalter für 5 Sender und 10 Antennen

Schrifttum

1. E. Meinel: „Die Arbeitsweise der 20-kW-Einseitenband-Telefoniesender der Firma C. Lorenz." Funk-Praxis (1952), Hefte 15, 17 und 19.
2. E. Meinel und C. Zieger: „Die wichtigsten Verfahren der Sendermeßtechnik." Der Fernmelde-Ingenieur (1944), Heft 1/2, S. 31—34. (21 462)

Druck: Westholsteinische Verlagsdruckerei Boyens & Co., Heide i. Holst.

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 5, MAI 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Untersuchungen an Fernseh-Studio-Einrichtungen mit Hilfe von Synchronisierimpulsen veränderlicher Phasenlage

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **E. Demus**, Darmstadt

Mit 14 Bildern

DK 621.397.6

Zur Prüfung von Fernsehübertragungssystemen legt man zweckmäßig einen Rechteckwellengenerator an die Eingangsklemmen und benutzt als Empfänger einen Breitbandoszillographen. Die sichtbaren Verformungen des Einschwingvorganges und — bei längeren Impulsperioden — des Impulsdaches lassen Rückschlüsse auf die Qualität des geprüften Fernsehübertragungssystems zu.
Bei Bildgebern versagt diese Methode, weil die Umwandlung von Lichtschwankungen in das Bildsignal damit nicht erfaßt werden kann.

Mit Hilfe eines „Ausblendoszillographen" können jedoch ohne Eingriffe in den zu untersuchenden Bildgeber die zu wählbaren Bildausschnitten gehörenden Bildspannungen sichtbar gemacht werden. Schwarzweiß-Balken im Bild ergeben Rechteckwellen im Oszillographen, deren Form ein Kriterium für das Auflösungsvermögen des Bildgebers und die Eigenschaften des zugehörigen Verstärkers ist. Es wird ein solcher „Ausblendoszillograph" beschrieben und eine Reihe von Oszillogrammen wiedergegeben, die mit ihm gewonnen wurden.

For the purpose of verifying television transmission systems it appears to be suitable to connect a square wave generator to the input terminals and use a broad band oscillograph as a receiver. The visible deformations of the square waves allow to draw conclusions on the quality of the television transmission system.

This method does not work with a scanner because the transformation of light fluctuations into the video signal cannot be registered.

However, by using a "line selector" the video signal pertaining to a given sector of the picture can be made visible without interfering with the scanner to be verified. Black and white bars on the picture cause the "line selector" to produce square waves the features of which give a criterion for the scanning capacity of the scanner as well as for the qualities of the corresponding amplifier. In this article such a "line selector" is described and some oscillograms obtained are reproduced.

Pour vérifier des systèmes de transmission télévisuelle il est utile de raccorder un générateur d'ondes carrées aux bornes d'entrée et d'utiliser un oscillographe à large bande comme récepteur. Les déformations visibles des ondes carrées permettent de tirer des conclusions sur la qualité du système de transmission télévisuelle à vérifier.

Cette méthode ne peut être appliquée aux dispositifs d'exploration parce qu'elle ne se prête pas à enregistrer la transformation des fluctuations de lumière en signal vidéo.

Cependant, en utilisant un oscillographe pour la sélection de lignes entières ou partielles le signal vidéo concernant un secteur d'image donné peut être rendu visible sans gêner le dispositif explorateur à vérifier. Des bandes en blanc et noir produisent dans l'oscillographe des ondes carrées dont la forme donne un critère de la capacité du dispositif d'exploration ainsi que des qualités de l'amplificateur correspondant. Le présent exposé contient la description d'un tel oscillographe de même que la reproduction d'un nombre d'oscillogrammes obtenus à l'aide de cet appareil.

Aufbau des Ausblendoszillographen

Bild 1 a zeigt das Schema des Ausblendoszillographen. Ein Bild-Kontrollempfänger wird mit den horizontalen und vertikalen Austast-Impulsen synchronisiert; der horizontale Austast-Impuls synchronisiert gleichzeitig einen kathodengekoppelten Multivibrator, dessen Tastverhältnis sich um etwa 50 % variieren läßt (Phasenschieber I). Die sich verschiebende hintere Kante des Impulses wird über Trennstufen und differenzierende Glieder zur Synchronisierung eines weiteren Multivibrators verwendet, dessen Impuls bezüglich seiner Phasenlage und seiner Breite regelbar ist (Bild 1 b).

Diese Anordnung wird zweimal in Reihe angewandt und so ein horizontaler Ausblendimpuls gebildet, der sich von 0 bis 360° verschieben läßt (Phasenschieber I und II). Er ist am Kontrollempfänger sichtbar und bildet dort einen senkrechten, hellen Streifen, der über die ganze Bildbreite verschiebbar und in seiner Breite von 2 bis 15 µs veränderlich ist (vgl. Bild 3).

Durch Integrierung dieses Impulses gewinnt man einen Sägezahn für die Zeitablenkung des Oszillographen, dessen linear ansteigender Teil die Breite des Ausblendimpulses hat (Kippspannung).

An den Platten für die senkrechte Ablenkung liegt das schwarzgesteuerte Bildsignal des Testbildes. Bild 1 c zeigt den Frequenzgang des zugehörigen Video-Verstärkers II.

Vom vertikalen Austastimpuls (50 Hz) wird ein Multivibrator synchronisiert, dessen Tastverhältnis wieder veränderlich ist. Die differenzierte Rückflanke dieses Impulses wird in geeigneter Form begrenzt. Der dabei entstehende „vertikale Ausblendimpuls" ist in seiner Breite regelbar, so daß er während 1 bis 10 Bildzeilen oder 64 bis 640 µs andauert (Phasenschieber III). Er ist im Kontrollempfänger durch den horizontalen Streifen gekennzeichnet (Bild 3) und kann in vertikaler Richtung über das ganze Bild verschoben werden.

Der horizontale und der vertikale Ausblendimpuls werden jeder einer Röhre zugeführt. Der den beiden Röhren gemeinsame Außenwiderstand mischt die beiden Impulse (Mischstufe) zum Ausblendgemisch. Dabei werden diejenigen horizontalen Ausblendimpulse, die während der Dauer des vertikalen Ausblendimpulses auftreten, um die Amplitude des vertikalen Ausblendimpulses angehoben (Bild 1 a u. 1 b). Diese Impulse werden in geeigneter Größe dem *Wehnelt*-Zylinder des Oszillographenrohres zugeführt und steuern den Oszillographen hell. Auf diese Weise wird nur der Teil des Bildsignals als Spannungszug am Oszillographen sichtbar, der durch die Überschneidung des horizontalen und des vertikalen, hellgetasteten Streifens am

Kontrollempfänger markiert ist. (Die Streifen werden durch Einführen des Ausblendgemisches in den Video-Verstärker I erzeugt.)

Die Verwendung eines Zwei-Strahl-Oszillographenrohres ermöglicht eine ständige Zeitmarke auf dem zweiten Ablenksystem. Die aus dem horizontalen Ausblendimpuls erzeugte und verstärkte Kippspannung wird den horizontalen Ablenkplatten beider Systeme zugeführt. Der negative horizontale Ausblendimpuls stößt mit seiner Vorderflanke einen auf 5 MHz abgestimmten Kreis an. Die dabei entstehende gedämpfte Sinus-Schwingung ist synchron zur Kippspannung. Die hintere Flanke des anstoßenden Impulses steuert eine Bedämpfung des Kreises, so daß die Schwingungen mit ihrem Eintreffen aussetzen. Auf die senkrechten Ablenkplatten des zweiten Systems gelegt, ergibt diese Schwingung eine 5-MHz-Zeitmarke. Da sich der horizontale Ausblendimpuls in seiner Breite von 2 bis 15 µs ändern läßt, ändert sich damit auch die aus ihm erzeugte Kippamplitude. Der regelbare Kippspannungsverstärker verstärkt bei einer Impulsbreite von 2 µs die Kippamplitude über den ganzen Schirm. Damit wird eine Dehnung des von der Kippspannung ausgeblendeten Bildausschnittes erreicht. Die mitgedehnte Zeitmarke ermöglicht die Auswertung und eliminiert Nichtlinearitäten der Kippspannung.

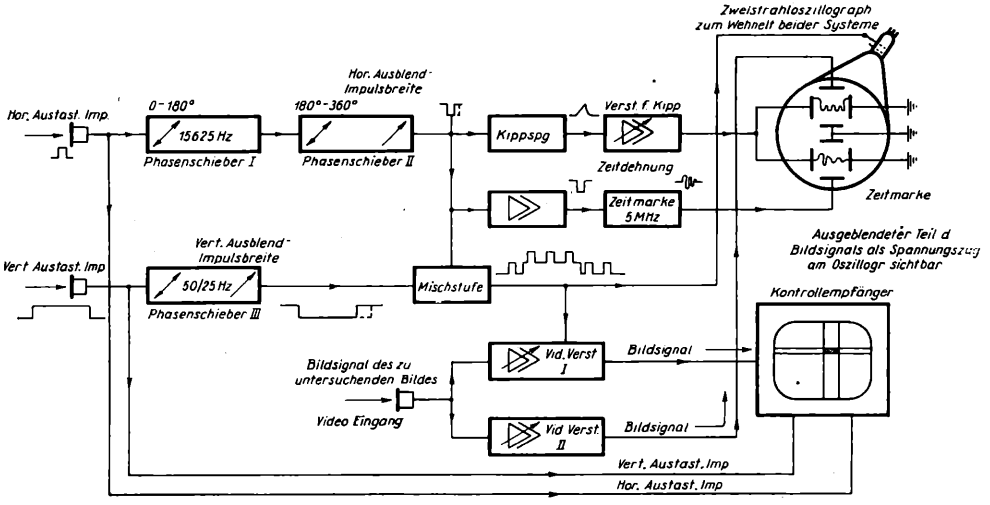


Bild 1 a. Schema des Ausblend-Oszillographen

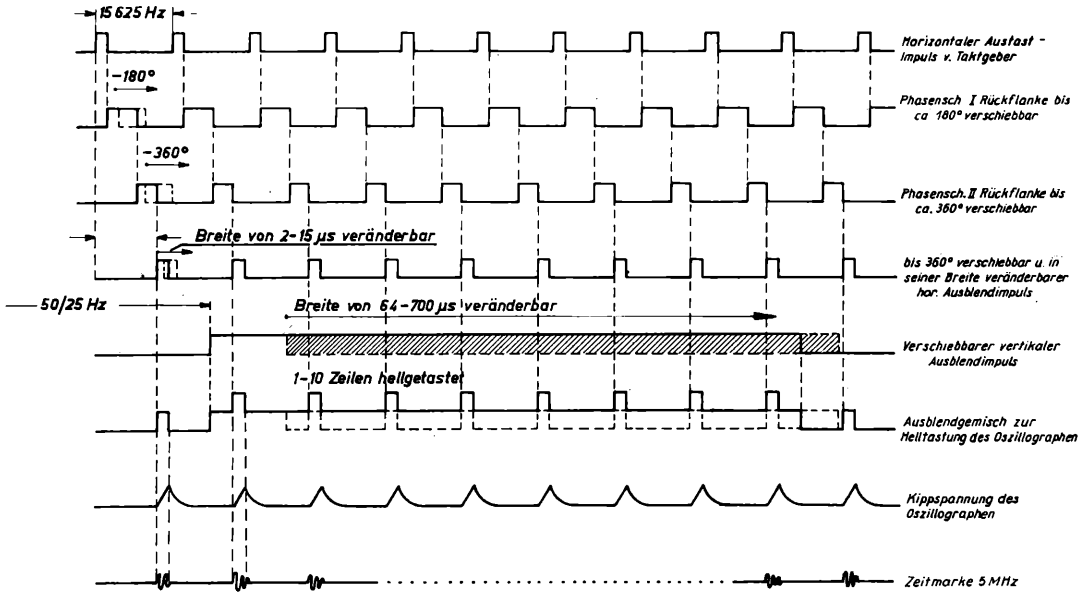


Bild 1 b. Impulsplan des Ausblend-Oszillographen

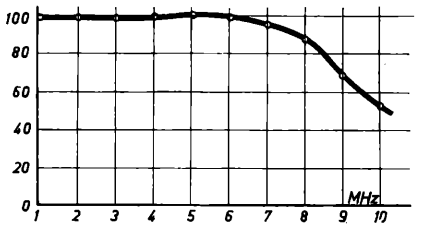


Bild 1 c. Frequenzgang des Video-Verstärkers II

Kontrollmessungen am Ausblendoszillographen

Bevor der Oszillograph zu Messungen an Bildgebern eingesetzt wurde, wurde er mit Rechteckwechseln geprüft.

Auf den gemeinsamen Eingang der Video-Verstärker I und II (Bild 1 a) wurden Rechteckwechsel mit einer Frequenz von 500 kHz und einer Anstiegszeit von 0,06 bis 0,07 µs von 10 % bis 90 % der Amplitude gegeben. Der Rechteckgenerator war mit Zeilenfrequenz synchronisiert. Im Kontrollempfänger waren die synchronisierten Rechteckwechsel als senkrechte Schwarzweiß-Streifen von je 1 µs Breite sichtbar. Die Einstellung der Phasenschieber geschah so, daß der senkrechte hellgetastete Streifen (Breite 2 µs) auf einer Schwarzweiß-Kante lag. Am Oszillographen wurde so, bei voller Zeitdehnung, der Einschwingvorgang eines Schwarzweiß-Sprunges sichtbar. (Bild 2 zeigt die vergrößerte

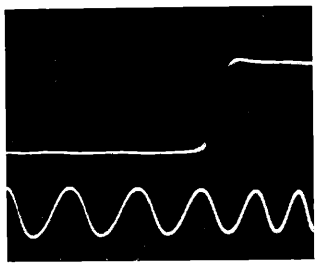


Bild 2. Einschwingvorgang der Prüffrequenz

Kleinbildaufnahme des Einschwingvorganges mit der 5-MHz-Zeitmarke.) Die genaue Auswertung bei der größtmöglichen Vergrößerung ergab eine Steigzeit von 0,075 µs (immer von 10 bis 90 % der Amplitude). Dazu wurde das von einem Vergrößerungsapparat projizierte Bild mit Zeitmarke nachgezeichnet. Das geringe Überschwingen erzeugt der Rechteckgenerator.

Messungen an Bildgebern

Zur Prüfung von Bildgebern verwendet man ein geeignetes Testbild (vgl. Bild 3). Bei Kameras wird dieses

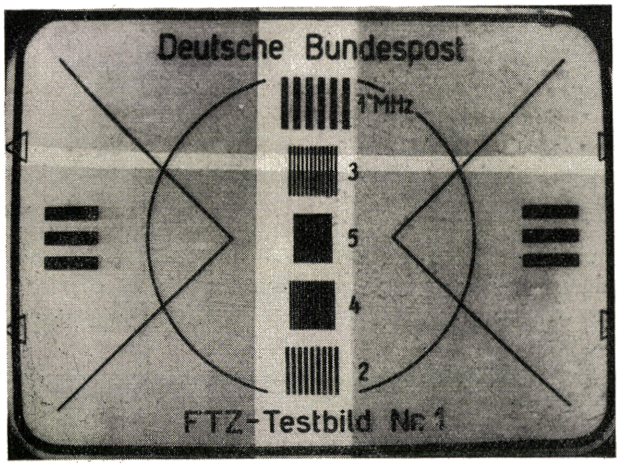


Bild 3. Testbild zur Prüfung von Bildgebern

Testbild als Tafel aufgehängt, beleuchtet und aufgenommen. Bei Diapositivgebern verwendet man ein entsprechendes Diapositiv, für Filmgeber muß man eine endlose Schleife, die das Testbild enthält, verwenden. Die Schwarzweiß-Balken verschiedener Breite in Bild 3 sollen im Bildsignal Spannungen der Frequenz erzeugen, die daneben angegeben ist (1 MHz bis 5 MHz). Je zwei Dreieckspitzen am linken und rechten Bildrand ermöglichen die richtige Einstellung des Rasters der Abtaströhre. Die Frequenzangaben stimmen, wenn

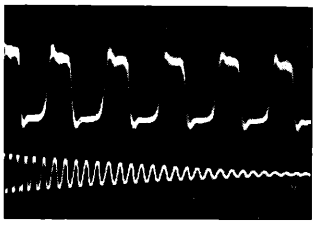


Bild 4 a. 1-MHz-Balken, ausgeblendet aus Bild 3

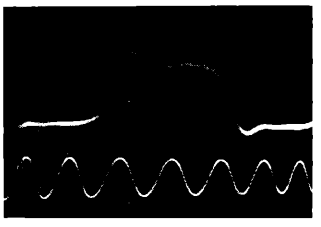


Bild 4 b. wie Bild 4 a, zeitlich gedehnt

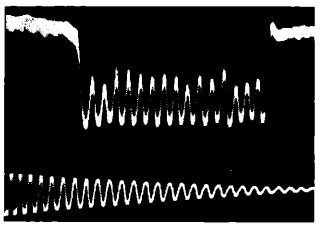


Bild 5 a. 5-MHz-Balken, ausgeblendet aus Bild 3

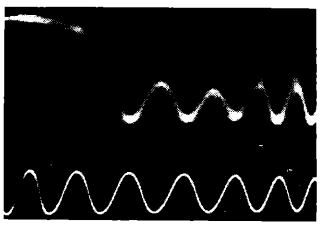


Bild 5 b. wie Bild 5 a, zeitlich gedehnt

die linken Dreieckspitzen mit dem Zeilenanfang und die rechten mit dem Zeilenende des Rasters der Kontrollbildröhre zusammenfallen.

Bild 4 a zeigt die durch die 1-MHz-Balken von Bild 3 in einem Diapositivgeber erzeugte Rechteckspannung. Bildschwarz liegt bei allen Aufnahmen unten, Bildweiß oben. Die große zeitliche Dauer der Rechtecke (0,5 µs) bewirkt, daß die Einschwingvorgänge auf 100 % Weiß und 100 % Schwarz führen. Im Gegensatz dazu zeigt Bild 5 a die Ausblendung des Spannungszuges bei den 5-MHz-Balken. Hier ist die Dauer eines Rechtecks so gering (0,1 µs), daß der Einschwingvorgang schon vor dem Erreichen von 100 % Weiß und 100 % Schwarz abgebrochen wird. Die 5-MHz-Balken werden nur mit

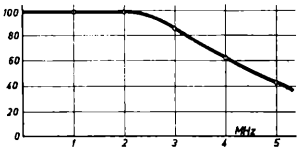


Bild 6. Durchsteuerung des Dia-Gebers

etwa 50 % durchgesteuert. In Bild 6 wurden die bei verschiedenen Balkenbreiten gemessenen Durchsteuerungen in Abhängigkeit von der zugehörigen Frequenz der Grundwelle dargestellt. Man erkennt, daß der benutzte Diapositivgeber ein Auflösungsvermögen besitzt, das zur Übertragung von 625-Zeilen-Bildern gerade ausreicht.

Man kann eine solche Messung zur Güteprüfung von Abtaströhren für Leuchtschirmabtaster benutzen, wenn für die verschiedenen Röhren die Durchsteuerung bei 5 MHz in demselben Dia- oder Filmgeber gemessen wird. Die Fernseh GmbH, Darmstadt, prüft auf diese Weise seit längerer Zeit Ikonoskope.

In Bild 4 b und 5 b wurden 1 und 5 MHz zeitlich gedehnt. Der Einschwingvorgang für 1 MHz schwingt mit 20 % über. Bild 5 b zeigt die Übereinstimmung der 5-MHz-Zeitmarke mit den 5-MHz-Balken und damit die richtige Einstellung des Testbildes.

Um den Einfluß der Diapositivunschärfe auf die Steilheit des Einschwingvorganges auszuschalten, wurde eine Rasierklinge in einen Diarahmen gesetzt. Sie läßt

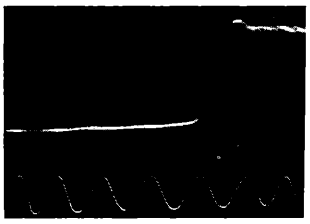


Bild 7 a.
Einschwingvorgang des Dia-Gebers (ohne Diapositiv-Einfluß)

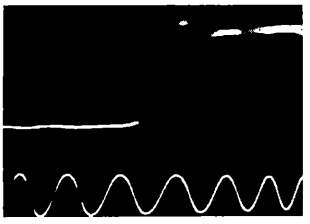


Bild 7 b.
Einschwingvorgang des Dia-Gebers (mit Diapositiv-Einfluß)

die eine Hälfte des Bildes weiß, die andere schwarz. Den dieser Schwarzweiß-Kante zugeordneten Einschwingvorgang zeigt Bild 7 a. Die Steigzeit war hier 0,087 µs. Der Einschwingvorgang eines der drei Balken links und rechts im Testbild hatte die Steigzeit von 0,092 µs (Bild 7 b). Der Einfluß des Diapositivs ist also gering und bringt eine zusätzliche Spaltdämpfung von 0,005 µs.

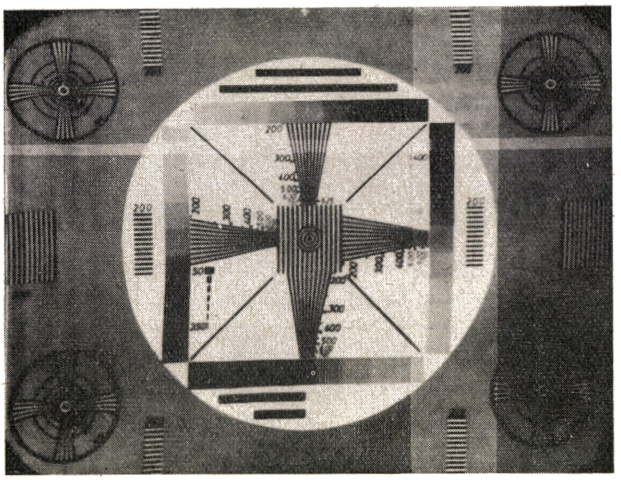


Bild 8. RMA-Testbild (Monoskop)

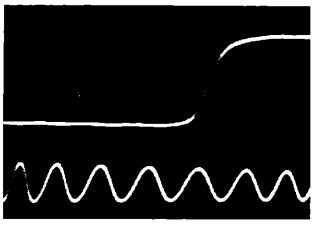


Bild 9. Einschwingvorgang des Monoskops

Messungen an einem Monoskop, welches das RMA-Testbild von Bild 8 erzeugte, hatten folgende Ergebnisse:

Der Einschwingvorgang eines Schwarzweiß-Sprunges (Bild 9) hatte eine Steigzeit von 0,16 µs. Bei dieser Aufnahme ist an Hand der Zeitmarkierung deutlich zu sehen, daß 100 % Weiß erst nach 0,35 µs erreicht wird. Von 70 % der Amplitude des Einschwingvorganges (Grauwert) bis zum Erreichen von 100 % (Weiß) vergehen rund 0,2 µs. Die Folge im Bild ist eine ebenso lange, sich von Grau nach Weiß ziehende „Fahne" hinter einer schwarzen Bildstelle beim Übergang nach Weiß. Analog würde natürlich hinter einer weißen Bildstelle eine Fahne beim Übergang nach Schwarz auftreten. Diese Fahnen sind in Bild 8 im Weißen und Schwarzen nicht zu sehen. Man erkennt sie aber deutlich im Grauen, besonders hinter den waagerechten Streifenzügen für 200 Bildzeilen. Ihre Ursache liegt darin, daß die hohen Video-Frequenzen mit zu kleiner Amplitude vertreten sind. Eine im Bildgeber eingebaute Fahnenkompensation wurde nach dem Bildeindruck eingestellt. Sie müßte aber, wie sich gezeigt hat, nach dem Einschwingvorgang am Ausblendoszillographen eingestellt werden. In der Forderung nach einer bestimmten Steigzeit von 10 % bis 90 % des Einschwingvorganges ist diese Art von Fahnen automatisch enthalten.

Den von einem horizontalen Graukeil im RMA-Testbild herrührenden Spannungszug zeigt das aus zwei Aufnahmen zusammengesetzte Bild 10.

Die Null-Linie (Bildschwarz) wurde durch zusätzliches Helltasten des Oszillographenrohres mit dem vertikalen Austastimpuls geschrieben. Da während dieser Zeit das Bildsignal schwarz getastet ist, entspricht die geschriebene Linie Bildschwarz. Wie schon erwähnt, ist das Bildsignal am Oszillographenrohr schwarzgesteuert. Die letzten drei Stufen des Graukeils zeigen fast keine Abstufung mehr. Er wurde über 10 Zeilen ausgeblendet. Bestehende Helligkeitsschwankungen über die 10 Zeilen innerhalb einiger Graustufen sind in der Mitte von Bild 10 deutlich sichtbar.

Weitere Meßmöglichkeiten

Die oben beschriebene Meßeinrichtung läßt auch noch eine Reihe anderer Messungen zu. Wie oben erwähnt, läßt sich der horizontale Ausblendimpuls gegen den synchronisierenden horizontalen Austastimpuls (z. B.

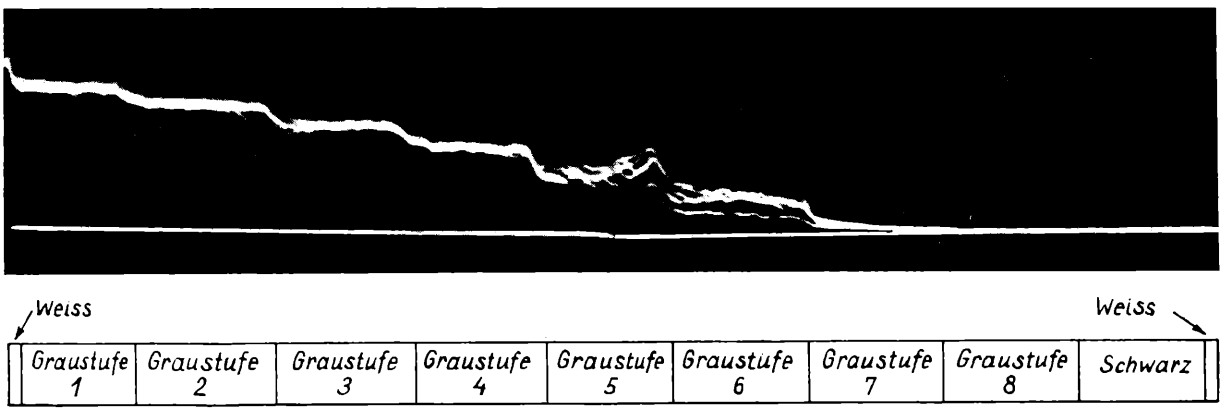


Bild 10. Graukeil aus dem RMA-Testbild

vom Taktgeber) um 360° verschieben. Auf dem Oszillographenrohr erscheint in diesem Falle die das Bildsignal unterbrechende horizontale Austastlücke. Die Breite dieser horizontalen Austastlücke ist 18 % der Zeilendauer, das sind 11,52 µs. Sie kann von dem horizontalen Ausblendimpuls mit 15 µs Breite auf einmal erfaßt und ihre Breite mit der Zeitmarke gemessen werden (vgl. Bild 11).

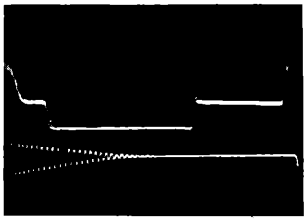


Bild 11. Hor.-Austastlücke in einem Signalgemisch

Wenn statt des Bildsignals ein Synchronisiersignalgemisch auf dem Video-Eingang liegt, können die vordere und hintere Schwarzschulter sowie die Breite des Horizontalimpulses genauestens nachgemessen und mit der Zeitmarke verglichen werden (Bild 11).

Mit der auf 2 µs eingestellten Breite des horizontalen Ausblendimpulses wird die Flankensteilheit der Synchronisierimpulse im Signalgemisch gemessen.

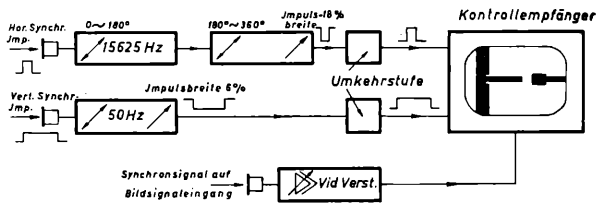
Man kann also neben dem Bildsignal auch das Gebiet der horizontalen Austastlücke unter denselben Bedingungen lückenlos untersuchen.

Wenn auf den Video-Eingang als Bildsignal das Synchronsignal gegeben wird (z. B. vom Taktgeber oder nach einem Amplitudensieb), dann kann die Flankensteilheit der Zeilenimpulse gemessen werden. Zur Untersuchung drahtlos empfangener Bildsignale einschließlich der Synchronisierzeichen (UKW-Sender, Dezi-Richtverbindung) wird ein zusätzliches Amplitudensieb mit Impulstrennung zur Aussiebung der Horizontal- und Vertikal-Synchronisierimpulse gebraucht, die den Ausblendoszillographen synchronisieren.

Impulsumlauf

Bei der Entwicklung von Fernseh-Übertragungsvierpolen, die in derselben Form mehrmals hintereinander verwendet werden (Kabelverstärker, Dezi-Richtverbindung), ist es wichtig zu wissen, wie der Einschwingvorgang aussieht, nachdem er mehrmals über den vorhandenen Vierpol gegangen ist.

Man verwendet zu diesem Zweck Impulse mit einer Folgefrequenz, die gleich der Horizontalfrequenz ist. Die Impulsbreite ist dann meist 1 µs. Ein Impuls wird auf den Vierpol gegeben. Die natürliche Laufzeit muß so groß sein, daß sich derselbe Impuls, wenn er über Tore wieder auf den Eingang geschaltet wird, hinter



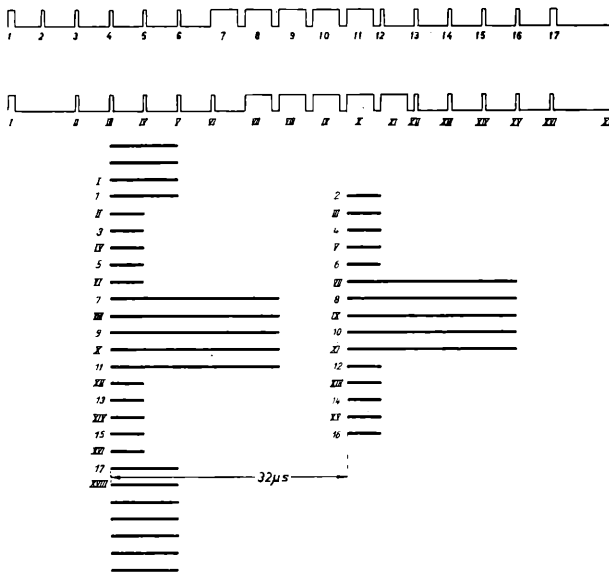


Bild 12. Messungen mit der Bildröhre des Kontrollempfängers

den zuerst über den Vierpol gegangenen Impuls setzt. Der Umlauf wiederholt sich nun bis zur Beendigung der Zeile mehrmals. Auf dem Bildschirm zeigen sich senkrechte Schwarzweiß-Streifen, wobei jeder weiße Streifen zu einem Umlauf gehört. Mit dem Ausblendoszillographen können die Einschwingvorgänge der Impulse nacheinander ausgeblendet und nach dem ersten, zweiten, dritten, vierten usw. Umlauf in bekannter Weise gemessen werden. Eine derartige Messung wurde nicht durchgeführt. Es soll hier nur gezeigt werden, daß der Ausblendoszillograph auch dafür ohne Änderung verwendbar ist.

Messungen mit Hilfe der Bildröhre im Kontrollempfänger

Die phasenverschobenen Impulse lassen sich im vorhandenen Gerät auch zur Synchronisierung des Kontrollempfängers verwenden. Damit ist eine Reihe weiterer Messungen möglich, bei denen auf dem Bildrohr das Meßergebnis erscheint (Bild 12).

Die die beiden Phasenschieber verlassenden Impulse werden in Umkehrstufen positiv gemacht und syn-

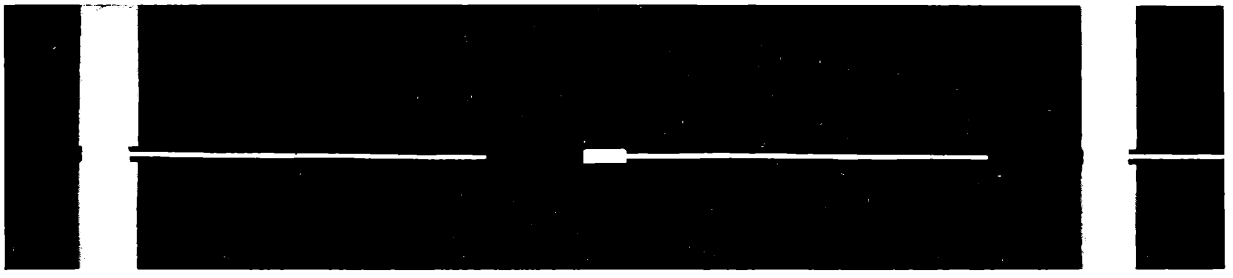


Bild 13. Synchronsignal eines Takigebers

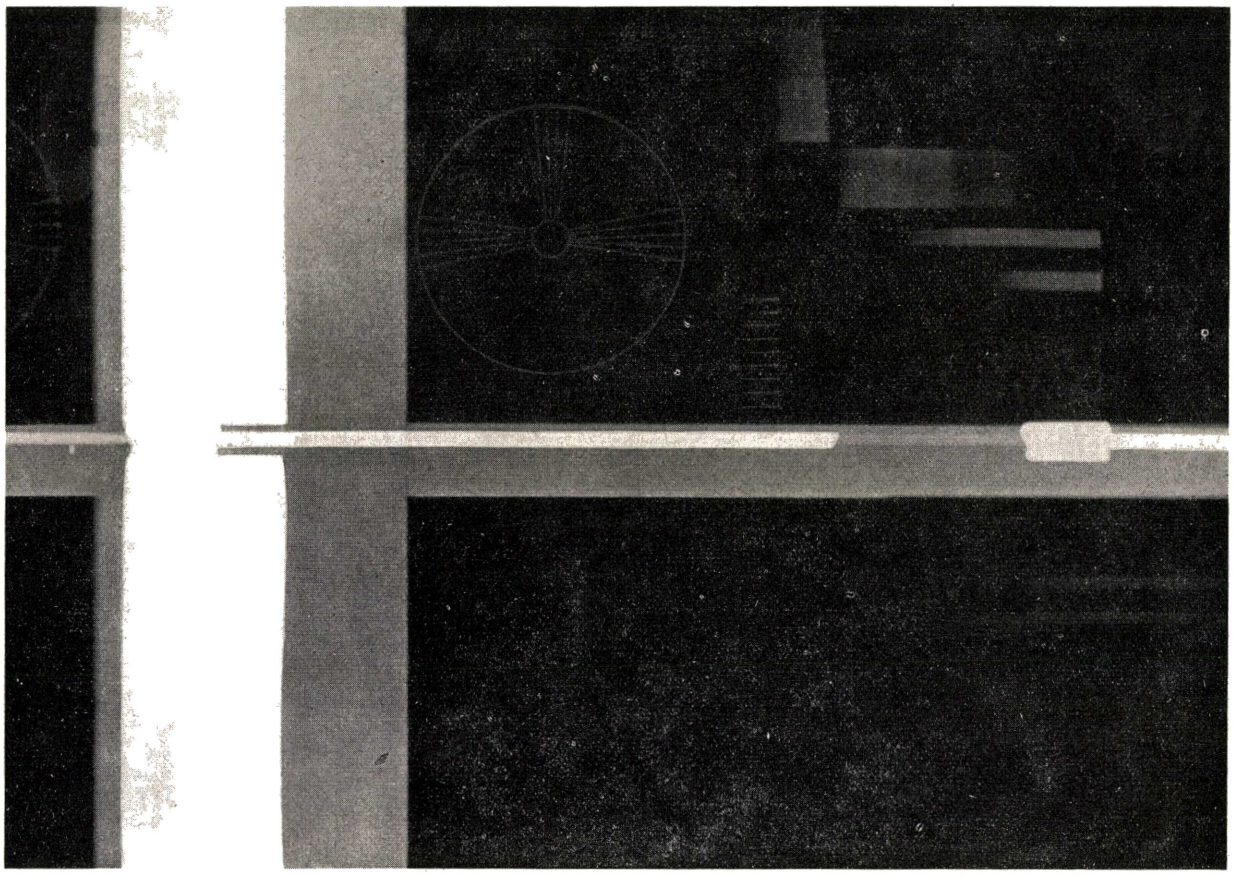


Bild 14. Synchronisierzeichen in einem Signalgemisch

chronisieren als Horizontal- und Vertikal-Austastimpulse den Kontrollempfänger. Ihre Breite wird so eingestellt, wie es die Norm vorschreibt (18 % und 6 %). Wenn ein Bildsignal auf dem Eingang des Video-Verstärkers liegt, dann werden die beiden Austastlücken des Bildsignals je nach der Stellung der Phasenschieber an verschiedener Stelle des Bildfeldes liegen. Sie lassen sich also, wie vorher die hellen Streifen der Ausblendimpulse, über das Bildfeld verschieben.

Ein auf den Video-Eingang als Bildsignal gelegtes Synchronsignal wird in der in Bild 12 gezeichneten Weise auf dem Bildrohr sichtbar. Der Halbzeilenabstand der Vortrabanten, der ebenfalls im Halbzeilenabstand zersägte Vertikal-Synchronimpuls sowie die Nachtrabanten ergeben eine Zeitmarke von 32 µs, die zur Messung der Länge der verschiedenen Impulse des Synchrongemisches dient. Das aus zwei Aufnahmen zusammengesetzte Bild 13 zeigt das vollständige Synchronsignal eines Taktgebers. Der Abstand der beiden senkrechten Balken ist 64 µs. Die Impulsbreite der Horizontalimpulse ist falsch eingestellt. Sie soll 9 % der Zeile (5,76 µs) sein, ist aber, wie sich jetzt leicht nachmessen läßt, nur 6 % breit. Alle Impulse mit Halbzeilenabstand haben einen um etwa 3 µs verzögerten Einsatz. Die Zeilenlinearität des verwendeten Kontrollempfängers ist so gut, daß keine merkbare Verfälschung des Meßergebnisses eintritt. Zur Kontrolle kann die Breite der beiden senkrechten Horizontalimpulsbalken in den zusammengesetzten Aufnahmen dienen. Er wurde ja zur zweiten Aufnahme von der linken zur rechten Bildkante geschoben.

Die Abbildung der Synchronisierzeichen in einem Signalgemisch auf dem Bildrohr zeigt Bild 14. Das Signalgemisch wurde über eine Phasenumkehrstufe auf den Video-Eingang gegeben, damit die Synchronisierimpulse weißsteuern. Zu der durch das Synchronisiersignal hervorgerufenen Steuerung der Bildröhre (vgl. Bild 13) tritt die durch den Horizontal- und Vertikalaustastimpuls mit kleinerer Amplitude verursachte Steuerung (vgl. Bild 11). Die vordere und hintere Schwarzschulter der zeilenfrequenten Impulse ist deutlich zu sehen, ebenso die der bildfrequenten Impulse. Die zeilen- und bildfrequente Normgenauigkeit der Austast- und Synchronisierzeiten kann hier also auf einmal kontrolliert werden. Bei dieser Abbildung der Synchronisierzeichen eines Signalgemischs wurde ein anderer Taktgeber als zu Bild 13 verwendet, wie sich bei näherer Betrachtung des mit dem ausgetasteten Bildsignal gemischten Synchronisiersignals erkennen läßt.

Zusammenfassung

Die beschriebene Meßeinrichtung wird zur Prüfung von Bildgebern verwendet. Es kann ein beliebiger Bildausschnitt einschließlich der horizontalen Austastlücke ausgeblendet und als Spannungszug auf dem Oszillographen wiedergegeben werden.

Untersuchungen der Synchronisiernorm eines Synchronsignals oder eines Signalgemisches sind mit Hilfe der Bildröhre im Kontrollempfänger möglich.

Die durchgeführten Messungen werden durch Oszillogramme belegt.

Der Oszillograph wurde 1951 im Fernsehlabor des Fernmeldetechnischen Zentralamts gebaut. Ein ähnliches Gerät wurde in Electronics (März 1952), S. 140—147, von *J. Fisher* beschrieben.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Neue Fernseh-Richtfunkverbindungen der Deutschen Bundespost

(Mitteilungen aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt) **DK 621.397.743**

In diesen Tagen wird die Fortsetzung der Richtfunklinie für die Fernseh-Programmübertragung über die bisherige Strecke Hamburg—Köln hinaus bis Frankfurt a. Main in Betrieb gehen. Aus diesem Anlaß haben wir die Leitung und die zuständigen Fachleute des Fernmeldetechnischen Zentralamts der DBP in Darmstadt gebeten, uns eine Reihe von Aufsätzen zu liefern, durch die wir den Lesern der FTZ ein geschlossenes Bild über die Anlage geben können.

These days the extension of the directional radio link for the transmission of television programs beyond the present section Hamburg—Cologne to Frankfurt/Main will be put into operation. We have taken this opportunity to ask the management and the experts of the Fernmeldetechnisches Zentralamt of the German Federal Administration for Posts and Telecommunication at Darmstadt to put at our disposal a series of articles enabling us to give our readers a complete description of the whole installation.

Ces jours-ci l'extension de la ligne hertzienne établie pour la transmission de programmes de télévision au-delà du présent parcours Hambourg—Cologne jusqu'à Francfort sur-le-Main sera mise en service. Nous avons saisi l'occasion de demander à la direction et aux experts du Fernmeldetechnisches Zentralamt de l'Administration fédérale des PTT allemande à Darmstadt de mettre à notre disposition une série d'articles nous permettant de donner à nos lecteurs une description complète de l'ensemble de l'installation.

A. Planung, Linienführung und Betrieb

Von **E. Dietrich**, Darmstadt

Mit 2 Bildern **DK 621.396.99**

Die Gesichtspunkte, die für die Linienführung maßgeblich waren, werden besprochen und Angaben über die Organisation des Betriebsdienstes gemacht.

In this article the points of view governing the route of lines are discussed. Furthermore information is given on the organization of the operational service.

Dans le présent exposé les points de vu déterminant le tracé de lignes sont discutés. En outre, des informations sont fournies sur l'organisation du service d'exploitation.

Als erste Fernseh-Richtfunkverbindung mit Dezimeterwellen hat die DBP eine Linie zwischen Hamburg, Hannover, Köln und Frankfurt a. Main errichtet, deren Verlauf in Bild 1 wiedergegeben ist. Sie verbindet die Fernsehrundfunksender Hamburg, Hannover, Köln, Langenberg und Frankfurt a. Main (Feldberg, Taunus) und bietet die Möglichkeit, ein Fernsehprogramm, das aus einem der vier Studios Hamburg, Hannover, Köln oder Frankfurt a. Main stammt, allen Sendern gleichzeitig zuzuführen. Die Linie ist „eingleisig". Die Übertragungsrichtung kann aber durch Betätigen von Richtungsumschaltern gewechselt werden. Zwischen Feldberg (Taunus) und Frankfurt a. Main wird zur Fernsehübertragung ein schon vor dem Kriege ausgelegtes Koaxialkabel benutzt. In Bild 1 ist auch die Richtfunkverbindung Berlin—Hamburg eingezeichnet, die die Übertragung von Fernsehprogrammen zwischen Berlin und Hamburg auf Ultrakurzwellen ermöglicht.

Die dm-Richtfunkverbindung arbeitet in dem Frequenzbereich von 1700 ... 2300 MHz, der gemäß Wellenverteilungsplan von Atlantic City für feste Dienste vorgesehen ist.

Die Wellenlänge ist entscheidend für die Planung der gesamten Linie; denn während man im UKW-Bereich Entfernungen von 100 und mehr km in einem Funkfeld überbrücken kann, ist man bei Verwendung von dm-Wellen gezwungen, um allzu große Schwundeinbrüche zu vermeiden, etwa alle 50 bis 60 km eine Zwischenstelle einzufügen. Außerdem wird durch die Form der Antennen und die Notwendigkeit, den Abstand zwischen dm-Antenne und Gerät möglichst kurz zu machen, der Bau der Antennenträger beeinflußt, die in einem besonderen Abschnitt noch näher behandelt werden.

Bei der Planung wurde davon ausgegangen, die einzelnen Funkfelder möglichst unter 50 km (in Ausnahmefällen 60 km) Länge zu halten. Andererseits ist man aus wirtschaftlichen und betrieblichen Gründen bestrebt, die Entfernungen zwischen den Relaisstellen nicht zu kurz zu machen, um möglichst wenig Zwischenstellen zu erhalten. Für den zu erzielenden Rauschabstand ist es wesentlich, daß keine Teilstrecke durch ungünstige Ausbreitungseigenschaften aus dem Rahmen fällt, denn das schwächste Glied ist bestimmend für die Güte der Übertragung auf der Gesamtstrecke.

Bei der Auswahl des Geländes für die Zwischenstellen mußte berücksichtigt werden, daß die Punkte gut zugängig sind, daß sie möglichst in der Nähe von Ortschaften liegen und auch die Starkstromzuführung nicht auf unüberwindliche Schwierigkeiten stößt.

Außerdem waren die Belange des beweglichen Landstraßenfunks zu berücksichtigen, da die Stationen künftig gleichzeitig als Stützpunkte für Sender und Empfänger dieses Funkdienstes mitherangezogen werden sollen. Die Zwischenstellen wurden daher vornehmlich in der Nähe der Autobahn errichtet. Auf dem Teilstück Köln—Frankfurt a. Main konnte davon abgegangen werden, da der Punkt Fleckertshöhe später

den Rheinfunk mitaufnehmen soll, während zwischen Feldberg und Köln der bewegliche Landstraßenfunk als Stützpunkt den Ölberg bei Königswinter benutzt, wo aus Platzmangel und aus Gründen des Landschaftsschutzes auf den Bau eines entsprechend hohen Fernmeldeturmes für die Aufnahme der dm-Antennen verzichtet werden mußte.

Ferner wurde angestrebt, die Linie so zu führen, daß möglichst viele größere Städte berührt werden oder

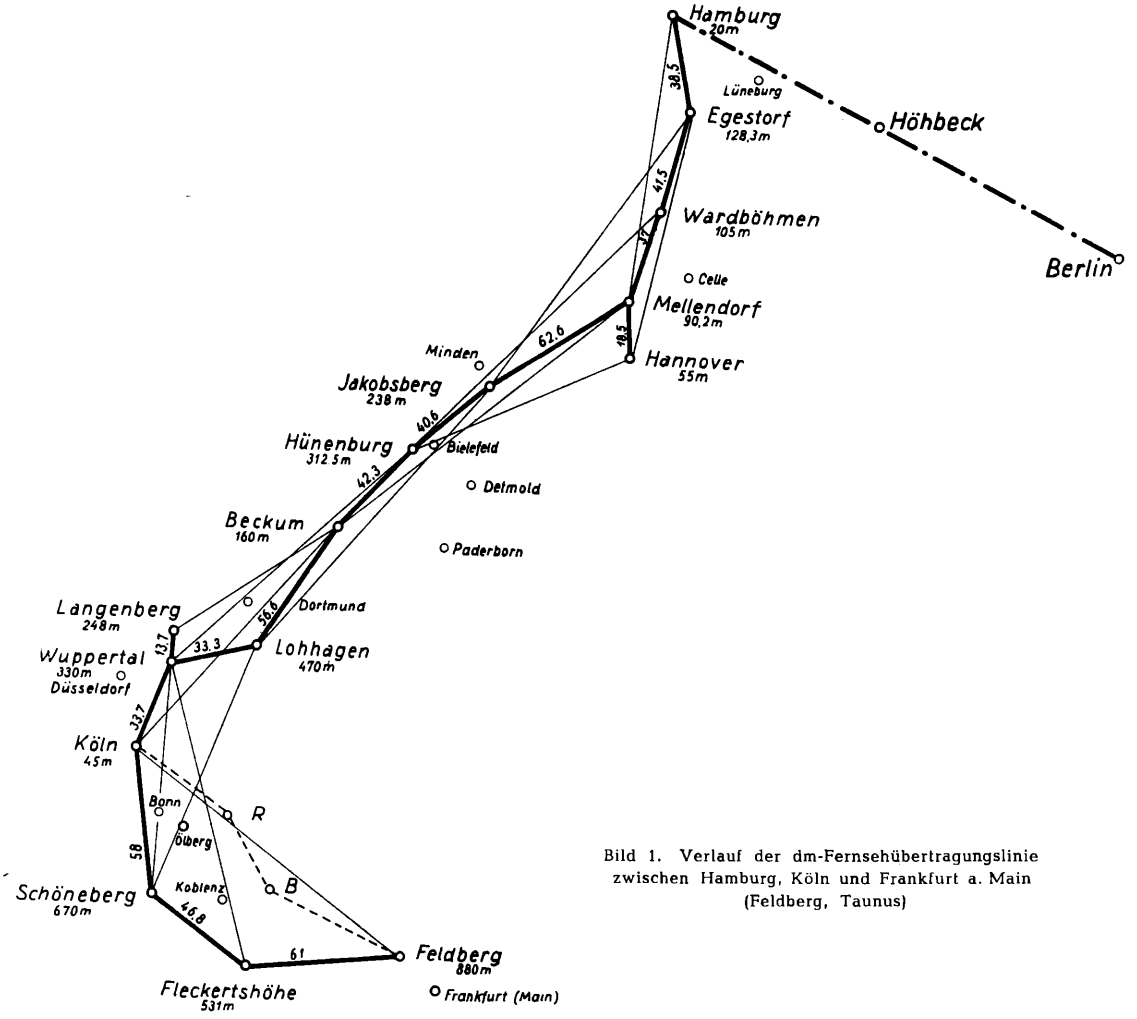


Bild 1. Verlauf der dm-Fernsehübertragungslinie zwischen Hamburg, Köln und Frankfurt a. Main (Feldberg, Taunus)

von einer Zwischenstelle aus über nur ein Funkfeld erreichbar sind. Auf diese Weise werden die Zwischenstellen künftig neben der Fernsehübertragung vor allen Dingen der Fernsprechübertragung dienen können. Folgende Orte sind also z. B. von der Linie erreichbar: Hamburg, Lüneburg, Celle, Hannover, Minden, Herford, Bielefeld, Detmold, Münster, Beckum, Paderborn, Gütersloh, Wiedenbrück, Hamm, Dortmund, Iserlohn, Wuppertal, Solingen, Remscheid, Düsseldorf, Mönchen-Gladbach, Bonn und Koblenz. Bei Einrichtung von Richtfunklinien für Fernsprechzwecke zwischen diesen Orten wird man also die gleichen Stationen als Relaisstellen mitbenutzen, über die jetzt die Fernsehübertragungslinie verläuft. Dies war bei der Gestaltung der Betriebsgebäude und Antennenträger von vornherein zu berücksichtigen, denn eine spätere Erweiterung ist bei Turmbauten nur schwer möglich. Mithin wurden z. B. die beiden Türme Egestorf und Wardböhmen mit drei übereinanderliegenden Antennenplattformen versehen, weil über diese beiden Punkte die Funklinien hauptsächlich von Norden nach Süden verlaufen werden, so daß in dieser bevorzugten Richtung sehr bald eine größere Anzahl von Antennen zu erwarten ist. Auf den übrigen Stationen sind jeweils zwei Antennenplattformen gewählt.

Die Höhe der Aufstellungspunkte für die Antennen wurde allein durch graphische Darstellung der Geländeschnitte ermittelt, und zwar so, daß die erste Fresnelzone zwischen Sende- und Empfangsantenne frei von Hindernissen ist. Außerdem wurden auch Erhebungen und Baulichkeiten, soweit möglich, links und rechts von der Strahlrichtung in Betracht gezogen, um abschätzen zu können, ob es zu unerwünschten Reflexionen kommen kann.

Sehr zweckmäßig wäre die vorherige Untersuchung der Ausbreitungsverhältnisse durch Feldstärkemessungen wenigstens auf einigen besonders unübersichtlichen Funkfeldern gewesen, jedoch standen hierfür in dem in Frage kommenden Frequenzbereich keine entsprechenden Meßgeräte zur Verfügung. In den USA sind vor Errichten der Zwischenstellen umfangreiche Ausbreitungsuntersuchungen üblich.

Als Unterlage für die Planung dienten für die Linie Hamburg—Köln—Frankfurt a. Main Karten im Maßstab 1 : 100 000 und zur Kontrolle Meßtischblätter 1 : 25 000. Bebauung und Bewachsung auf besonders kritischen Höhenrücken, die nahe an die erste Fresnel-

zone heranreichen, wurden örtlich besichtigt. Bild 2 zeigt als Beispiel den Geländeschnitt des Funkfeldes Hamburg—Egestorf. Zu bedenken gab es hierbei, daß der Sichtstrahl in 1,5 km Entfernung von der Endstelle

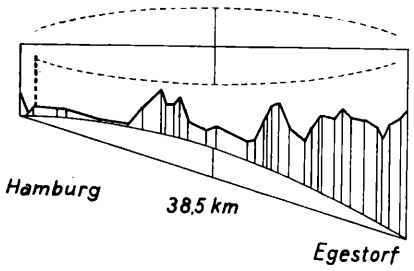


Bild 2. Geländeschnitt des Funkfeldes Hamburg—Egestorf

Hamburg etwa 10 m an den Helligen der Stülkenwerft, die 60 m hoch sind, vorbeiläuft. Eine merkliche Beeinträchtigung der Übertragungsbedingungen konnte nach dem Aufbau der Strecke allerdings nicht festgestellt werden.

Bedingt durch die Forderungen nach optischer Sicht, ist es notwendig, um mit verhältnismäßig niedrigen Antennenträgern auszukommen, die Stationen möglichst auf Bergen zu errichten. Die einzigen nennenswerten Erhebungen in der Lüneburger Heide, der Wilseder Berg mit 169 m Höhe und der Falkenberg mit 150 m Höhe, fielen für die Planung aus, da der Wilseder Berg im allzu entlegenen Naturschutzgebiet liegt und der Falkenberg als Beobachtungspunkt in einem ausgedehnten Schießgelände nicht immer zugängig ist. Mithin mußten als Ersatz die Punkte Egestorf und Wardböhmen auf niedrigeren Höhenzügen gewählt werden, wo infolgedessen je ein 70 m hoher Turm erforderlich wurde. Der Abzweig nach Hannover bedingt eine Zwischenstelle in Mellendorf. Die Punkte Jakobsberg, Hünenburg und Höxberg bei Beckum ergaben sich zwangsläufig, da mit Rücksicht auf künftige dm-Fernsprechlinien Relaisstellen in der Nähe der Städte Minden, Bielefeld und Beckum erwünscht sind.

Von der letzten Zwischenstelle vor Köln, im Bergischen Land, sollte mit Rücksicht auf künftige Planungen im Umkreis von etwa 50 km möglichst die gesamte Rheinebene bestrichen werden können. Außerdem muß von diesem Punkt aus Langenberg in einem Funkfeld erreichbar sein. Als hierfür geeignet erwies sich ein Punkt in Wuppertal im Ortsteil Theishahn. Von dieser Zwischenstelle nach Beckum beträgt die Entfernung 84,5 km. Mithin ist mindestens eine Zwischenstelle notwendig. Es wurde versucht, diese Strecke in zwei etwa gleichlange Felder aufzuteilen, jedoch ließ sich hierfür kein geeigneter Punkt finden. Eine eingehende Untersuchung der Kartenunterlagen ergab, daß es nur sehr wenige Punkte gibt, von denen aus Sicht nach den Stationen Wuppertal und Beckum besteht. Besonders günstig liegt eine Höhe 491 bei Wiblingwerde in der Nähe von Hohenlimburg. Leider führt gerade quer über diesen Höhenzug eine Hochspannungsleitung (220 kV) mit hohen Gittermasten, von der die Zwischenstelle aus Platzmangel nur wenig abgerückt werden konnte. Die Hochspannungsleitung führt in 300 m Entfernung von der Station vorbei, und es ließ sich nicht vermeiden, daß sie die Strahlrichtung in dieser Entfernung kreuzt. Der endgültige Punkt (Lohhagen) ist nur 470 m hoch. Da bisher keinerlei Erfahrungen darüber vorlagen, ob im dm-Bereich Störungen durch die Nähe der Hochspannungsleitung zu erwarten sind, und auch nicht vorher untersucht werden konnte, wieweit einzelne Hochspannungsmasten merkliche Störungen durch Reflexion verursachen, wurde an dieser Stelle ein Stahlturm errichtet, der bei Schwierigkeiten, die etwa durch die Hochspannungsleitung verursacht werden, abgebaut und an anderer Stelle wieder aufgebaut werden könnte. Wahrscheinlich müßten dann an Stelle von Lohhagen zwei neue Zwischenstellen errichtet werden, wenn man nicht vorzieht, den Antennenträger von Lohhagen so zu erhöhen, daß die Hochspannungsleitung in genügendem Abstand überstrahlt wird. Bisher sind seit der Inbetriebnahme der Station noch keine Störungen durch die Hochspannungsleitung festgestellt worden.

Ein weiterer Punkt, der die Linienführung maßgeblich beeinflussen kann, ist die Notwendigkeit, zur Vermeidung von Störungen durch Überreichweiten die Linie im Zickzack zu verlegen, und zwar derart, daß auf einer Station der Winkel zwischen der Strahlrichtung einer Antenne und der Verbindungslinie mit der jeweils vierten Station mehr als 5^0 beträgt, falls nicht durch abschattende Berge von vornherein Überreichweiten vermieden sind. Um für später genügende Erweiterungsmöglichkeiten zu haben, wird nämlich am zweckmäßigsten längs der Strecke nur ein Frequenzpaar f_1/f_2 benutzt, wobei die beiden Frequenzen sich von Funkfeld zu Funkfeld abwechseln. Überreichweiten führen daher zu Doppelempfang, was zu Störungen Anlaß gibt. In Bild 1 sind die kritischen Überreichweitenwinkel der Linie eingezeichnet. Die Bedeutung der Zickzackführung erhellt daraus, daß z. B. auf dem Teilstück Köln—Frankfurt a. Main das starke Ausbiegen nach Westen nur mit Rücksicht auf günstigere Überreichweitenwinkel vorgenommen wurde, da bei einer anderen Linienführung, die in Bild 1 angedeutet ist, die Gefahr des Direktempfangs zwischen Feldberg und Köln bestand. Schwierigkeiten durch Überreichweiten von Schöneberg bei Cassel nach Langenberg sind nicht zu befürchten, da zwischen Wuppertal und Langenberg als Abzweig eine andere Frequenz benutzt wird.

Aus Bild 1 ist zu entnehmen, daß vier Funkfelder die Länge von 50 km überschreiten. Aber auch in diesen Fällen ist die erste Fresnelzone grundsätzlich frei von Hindernissen. Außerdem werden an keiner Stelle Seen oder ausgedehnte Gewässer überquert. Das Gelände ist abwechslungsreich in seiner Form und in seiner Bewachsung. Bisher sind daher stärkere Schwundeinbrüche auf diesen längeren Funkfeldern noch nicht festgestellt worden; jedoch wird ein abschließendes Urteil erst nach längerer Betriebszeit möglich sein. Vor allem wird in den Sommermonaten mit stärkerem Schwund gerechnet. Es ist beabsichtigt, in den kritischen Zeiten (Mai bis August) mittels Schreibzusätzen laufend Feldstärkemessungen aufzuzeichnen. Sollten sich auf einem dieser langen Felder Schwierigkeiten ergeben, so bleibt nichts anderes übrig, als entweder Diversity-Empfang zu versuchen oder eine zusätzliche Zwischenstelle einzufügen. Im Anfang wurde absichtlich auf eine solche Unterteilung verzichtet, um zunächst auf den längeren Funkfeldern entsprechende Erfahrungen zu sammeln und um wenigstens in der ersten Zeit aus betrieblichen und wirtschaftlichen Gründen die Zahl der Zwischenstellen möglichst niedrig zu halten.

Die Daten für die Inbetriebnahme der einzelnen Teilabschnitte waren:

10. 9. 1952 UKW-Linie Berlin—Hamburg,

15. 9. 1952 dm-Linie Köln—Wuppertal—Langenberg,

15. 11. 1952 Hamburg—Hannover,

21. 12. 1952 Hannover—Köln,

7. 5. 1953 Köln—Frankfurt a. Main (Feldberg).

Bisher hat sich gezeigt, daß die dm-Fernsehübertragungslinien sehr zuverlässig arbeiten und daß die bei der Inbetriebnahme geforderte und erzielte Übertragungsgüte auch gehalten werden kann.

Die Stationen sind während der Betriebszeit bemannt. Dies wird in der ersten Zeit auch weiterhin noch notwendig sein, da die Umstellung auf teilweise unbemannten Betrieb einen größeren Aufwand an Ersatzgeräten erfordert. Auf den meisten Stationen werden in Kürze so viele Funkdienste vereinigt sein, daß schon aus diesem Grunde der Einsatz einiger Kräfte gerechtfertigt ist.
Das Personal auf den Stationen wurde in besonderen Richtfunklehrgängen ausgebildet und hatte während der Montage Gelegenheit, sich mit den Geräten vertraut zu machen. Ein Teil der Bedienungskräfte wurde bei den Lieferfirmen im Prüffeld vor der Abnahme der Geräte in die Technik und vor allen Dingen an Hand der Einzelbausteine der Anlagen in die Einzelheiten der Systeme eingeführt.

Kleinere Störungen (wie z. B. Röhrenwechsel) werden vom Bedienungspersonal beseitigt, das auch die regelmäßigen Betriebs- und Überwachungsmessungen vornimmt. Für schwierigere Fälle wurde ein zentraler Entstörungstrupp zusammengestellt, dem Ersatzgeräte, Ersatzteile und hochwertige Meßgeräte zur Verfügung stehen und der mit einem Kraftwagen ausgerüstet ist, so daß er im Bedarfsfall in verhältnismäßig kurzer Zeit überall eingreifen kann. Es wird notwendig sein, jetzt nach Beendigung des Aufbaus dem praktischen Betrieb sein besonderes Augenmerk zuzuwenden.

Der erste Schritt für einen großzügigen Ausbau des dm-Funknetzes ist getan, erst nach einer längeren Betriebszeit wird sich zeigen, ob der eingeschlagene Weg richtig ist.

B. Die Bauwerke der Fernsehrichtverbindungen

Von **E. Weingaertner**, Darmstadt

Mit 5 Bildern

DK 621.396.99

Die Gesichtspunkte, die für den Entwurf der Turmbauten bestimmend waren, werden besprochen und Angaben über die Ausführung der Bauten gemacht.

In this article the points of view governing the design of the towers for directional television are discussed. Also information is given on the construction of these towers.

Dans le présent exposé les points de vue déterminant le projet de construction des tours de télévision à ondes dirigées sont discutés. En outre, des informations sont fournies sur l'exécution des constructions.

Der Architekt und Bauingenieur war beim Bau der Relaisstationen vor eine vollkommen neue Aufgabe gestellt. Er mußte in erster Linie die Forderungen der Fernmeldetechnik befriedigen, die in den vorausgegangenen Berichten eingehend geschildert worden sind. Die zumeist recht exponierte Lage der Stationen auf markanten Höhen oder in besonders reizvollen Landschaften verlangte aber auch eine formschöne Gestaltung der Bauwerke. In der norddeutschen Tiefebene wurden Türme von 70 m Höhe gefordert. Dafür konnte nur eine Ausführung in Stahlbeton in Frage kommen. Für geringere Höhen konnte man auch die Aufstellung von offenen Stahltürmen in Erwägung ziehen. Beide Konstruktionen wurden ausgeführt und zwar 6 Betontürme zwischen Hamburg und Köln [Egestorf (70 m), Wardböhmen (70 m), Mellendorf (42 m), Jakobsberg (39 m), Hünenburg (39 m) und Beckum (35 m)] und 2 Stahltürme im Ruhrgebiet (Lohhagen und Wuppertal).

Auf der Strecke zwischen Köln und dem Feldberg/Ts. ergaben die Höhen der Eifel und des Hunsrück die Möglichkeit, auf Turmbauten überhaupt zu verzichten. Hier entstanden nur zwei eingeschossige Betriebsgebäude mit Antennenpodesten.
Da der Bau der Betontürme besonders interessant ist, möchte ich im folgenden etwas näher auf diese eingehen. Verlangt wurde die Möglichkeit der Aufstellung mehrerer großer Richtstrahlantennen (Parabolspiegel von 3 m ϕ) im Freien in bestimmten Höhen mit Strahlrichtung nach allen Himmelsrichtungen, ferner die Unterbringung der zugehörigen Sende- und Empfangsgeräte in Betriebsräumen, die eine möglichst kurze Kabelverbindung zu den Antennen ergaben, sowie weiterhin die Unterbringung von Stromversorgungs- und Netzersatzanlagen. Außerdem sollte der Turm nicht mehr als $0{,}5^0$ schwanken, das sind bei 70 m Höhe 15,7 cm Ausschlag. Diese Forderungen führten zur Planung einer zylindrischen Turmkonstruktion mit auskragenden Plattformen, die bei einwandfreier Erfüllung der technischen Forderungen die statisch günstigste Lösung ergibt. Die Zylinderform bietet bei der freistehenden Konstruktion die geringste Angriffsfläche für den Wind, gleichzeitig ist die Quersteifigkeit in jeder Richtung gleich groß. Die zylindrische Stahlbetonschale hat wie jedes Rohr bei geringstem

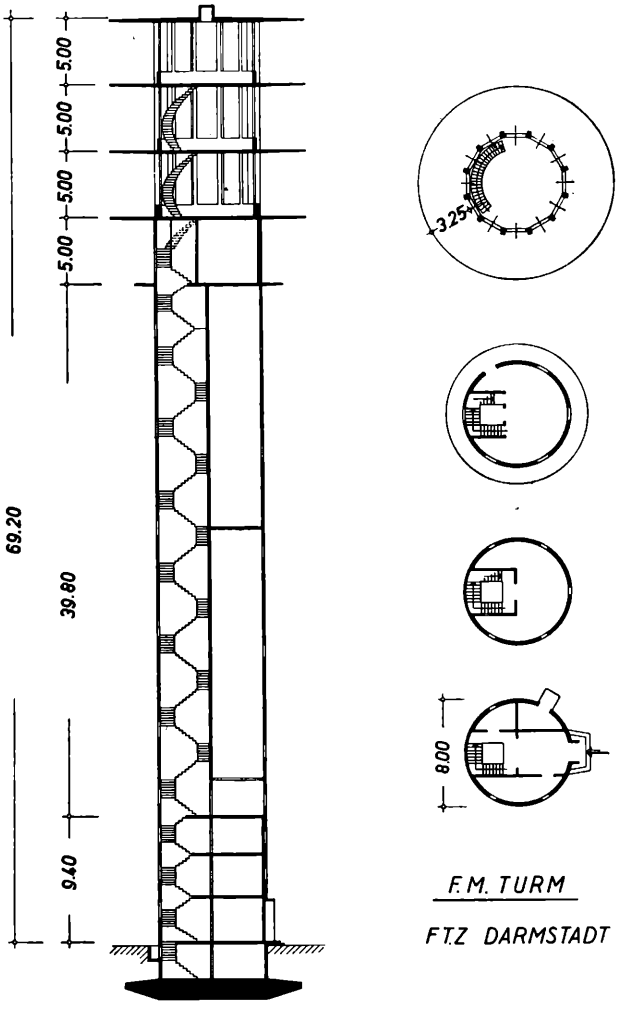


Bild 1. FM-Turm FTZ Darmstadt, Typ 1

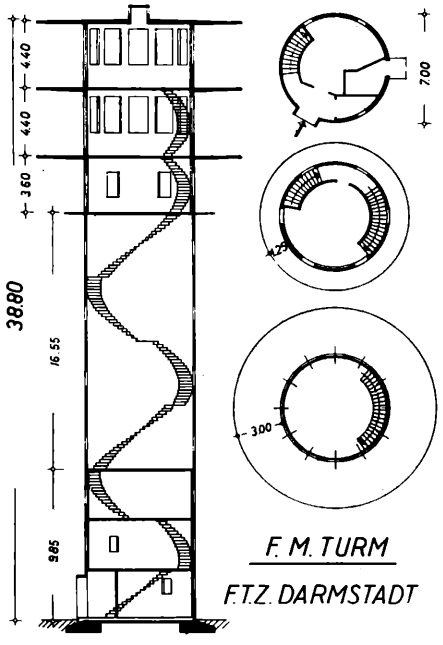


Bild 2. FM-Turm FTZ Darmstadt, Typ 2

Materialaufwand eine sehr hohe Steifigkeit auf Biege- und Knickbeanspruchung. Die Berechnung der Turmspitzenausweichung bei dem 70-m-Turm aus der Vertikalen ergibt bei Berücksichtigung elastischer Bodenverformungen folgende Werte:

a) aus Wind . . . . . = 4,3 cm
b) aus exzentrischer Belastung . . . = 1,3 cm
c) aus einseitiger Fundamentsenkung = 8,3 cm
insgesamt . . . . . = 13,9 cm

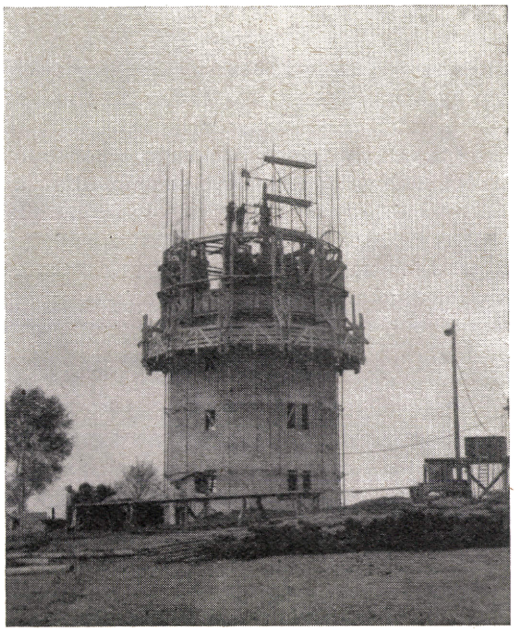


Bild 3. FM-Turm Wardböhmen im Bau, etwa 10 m hoch

Dieser Wert liegt unter dem geforderten von 15,7 cm. Die Bilder 1 und 2 zeigen die Raumausnutzung innerhalb der Betonzylinder. In den unteren Geschossen sind die betrieblich erforderlichen Nutzräume untergebracht, darüber folgt ein Leerraum, der nur der Erzielung der erforderlichen Höhen für die Aufstellung der Antennen

Bild 4. FM-Turm Mellendorf im Bau, etwa 30 m hoch

dient. Über diesem liegt der Betriebsraum, in dem die Kontroll- und Überwachungsgeräte untergebracht sind, darüber die Räume für die Sende- und Empfangsgeräte, die von den Antennenplattformen umgeben sind.

Es wurden zwei Typen dieser Betontürme entwickelt. Typ 1 (Bild 1) hat einen Durchmesser von 8,0 m sowie ein besonderes eingebautes Treppenhaus mit Betontreppen und einem offenen Aufzugsschacht.

Auf einer in der Mitte 1,50 m starken, kreuzweise bewehrten Fundamentplatte von 13,0 m Durchmesser, die etwa 4,0 m unter der Erdoberfläche liegt, sitzt der zylindrische Schaft mit einer Wandstärke von nur 18 cm bis zur Ausladung der ersten Antennenplattform. Diese Stahlbetonschale, die eine Vertikalbewehrung mit Baustahl I ϕ 14 in nach oben wachsenden Abständen und eine Ringbewehrung mit ϕ 8 bis ϕ 6 in Abständen von 17 cm hat, wurde im Gleitbauverfahren ausgeführt. Dabei war es möglich, bei Tag und Nacht durchgehender Bauzeit täglich 2,5 bis 3,0 m dieses Schaftes samt Treppenhaus herzustellen. Die Bilder 3 und 4 zeigen verschiedene Bauabschnitte. Zur Erhöhung der Beulsicherheit wurde in den deckenfreien Leerschaft ein Versteifungsring eingezapft, der gleichzeitig als Auflage einer evtl. später einzubauenden Decke dienen kann.

Die Decken der Antennenplattformen haben in der Mitte eine Stärke von 25 cm und verlaufen nach außen hin auf 10 cm. Sie wurden als Kreisplatten unter Berücksichtigung einseitiger Nutzlast und starker Sonnenbestrahlung berechnet. Die der Sonnenbestrahlung besonders stark ausgesetzte Dachplattenform wurde, um zu große Formänderungen durch Temperaturschwankungen zu vermeiden, zusätzlich gegen Strahlungswärme mit Korkplatten isoliert.

Über der ersten Antennenplattform baut sich laternenartig ein zwölfstieliger zentralsymmetrischer Stockwerksrahmen auf, der durch drei Geschosse geht und dessen Riegel durch die 3,25 m weit auskragenden Antennenplattformen in Verbindung mit Überzugsringen bzw. durch die Dachplattform gebildet werden.

Die Gesamtvertikallast des 70-m-Turmes, die durch die Fundamentplatte auf den Baugrund abgesetzt wird, beträgt rd. 3000 t, worin etwa 600 t aus der angenommenen Nutzbelastung enthalten sind. Die maximale Randbodenpressung beträgt dabei 3,35 kg/cm². Unter Berücksichtigung der evtl. auftretenden seitlichen Ausweichung der Turmspitze entsteht in der Bodenfuge ein Biegemoment aus Wind und exzentrischem Lastangriff von rd. 3000 tm.

Die beim Bau der Türme des Typs 1 gemachten Erfahrungen wurden bei der Ausführung der Türme des Typs 2 (Bild 2) ausgewertet. Diese sind wesentlich niedriger und haben nur eine Höhe bis zu rd. 40 m. Statt des besonderen Treppenhauses wurde eine Stahltreppe mit Betonstufen gewählt, die spiralförmig an der inneren Schaftwandung hochgeführt wurde. Die Schaftwandung wurde bei 7 m Außendurchmesser auf 15 cm verringert. Fundiert wurde in frostfreier Tiefe auf einem Stahlbetonring von 1,00 m Stärke, einem äußeren Ringdurchmesser von 9,50 m und einem inneren von 5,00 m. Durch Verkleinerung der Fensteröffnungen in den Antennengeschossen wurde es möglich, den Schaft im Gleitbauverfahren bis unter die Dachplattform in konstanter Stärke hochzuziehen, wodurch die vorher geschilderte Stockwerksrahmenausbildung der Laterne nicht nötig war. Die Ausladung der Plattform beträgt nur noch 3,0 m.

Die Gesamtbauzeit bis zur Betriebsübergabe betrug bei den 70-m-Türmen rd. 8 Monate, bei den kleineren 5 Monate.

Wie das Bild des fertigen Fernmeldeturmes Egestorf in der Lüneburger Heide zeigt (Bild 5), ist das Bauwerk architektonisch gut gelungen. Es hat zwar eine ungewohnte Form, paßt sich aber dem Landschaftsbild gut an. Der senkrecht hochstrebende Stahlbetonzylinder, dessen Außenflächen fugenlos und ganz glatt sind, und der durch die oberen Plattformen gekrönt wird, erinnert — trotz seiner zweckbedingten Form — an ein organisches, pilzförmiges Gebilde. Die großen

Bild 5. FM-Turm Egestorf, 70 m hoch

Fensterflächen zwischen den Plattformen lockern das Bauwerk nach oben zu vorteilhaft auf und erhalten ihm seine schlanke Form.

Beim Bau der beiden Türme auf dem Jakobsberg an der Porta Westfalica und auf der Hünenburg im Teutoburger Wald mußten zunächst zwei dort bestehende alte Bauwerke (Bismarckturm und Dreikaiserturm) beseitigt werden, da auf dem engen Raum der eigentlichen Bergkuppen nicht zwei Türme nebeneinanderstehen konnten. Die Bundespost hat in guter Zusammenarbeit mit den örtlich interessierten Stellen verabredet, daß die neuen Türme die Traditionen der alten übernehmen und der Öffentlichkeit als Aussichtstürme zur Verfügung stehen. Dazu dient die in Höhe des Betriebsgeschosses vorhandene Umgangsplattform, die das Publikum erreichen kann, ohne den Betrieb zu stören.

C. Die hochfrequenztechnischen Einrichtungen der Fernseh-Richtverbindungslinie Hamburg—Köln

Von **K. O. Schmidt**, Darmstadt

Mit 9 Bildern

DK 621.396.99

Unter Hinweis auf vorausgegangene Mitteilungen über die Planung der Übertragungseinrichtungen wird beschrieben, wie die ausgeführten Anlagen arbeiten und wieweit sie die gestellten Anforderungen erfüllen.

With reference to information previously issued on the planning of transmitting installations for the directional television link Hamburg—Cologne a description is given of how the completed installations are working and to which extent they meet requirements.

En renvoyant à des informations publiées antérieurement à l'égard du projet des installations de transmission pour la liaison de télévision à ondes dirigées de Hamburg à Cologne une description est donnée du fonctionnement des installations accomplies ainsi que de la mesure dans laquelle elles réalisent les exigences.

I. Die allgemein zu erfüllenden Bedingungen

Zur Übertragung eines einwandfreien Fernsehbildes müssen verschiedene Bedingungen vom Übertragungsweg erfüllt werden. Die wichtigste ist die Einhaltung eines Mindestabstandes *vom Signal zum Geräusch*, da hierdurch im wesentlichen die Sendeleistung bestimmt wird. Dabei kommt es darauf an, wie man diesen Abstand definiert. Es wurde festgelegt, daß zwischen dem Spitzenwert des Signals bei voller Aussteuerung und dem Spitzenwert des Geräusches ein Abstand von 35 dezibel — dies bedeutet einen Abstand von rd. 40 db zwischen den Effektivwerten — nur in 1 % der Betriebszeit unterschritten werden darf. In diesem Falle rufen die Geräusche in dem übertragenen Bilde keine Störungen mehr hervor.

Die anderen an den Fernseh-Übertragungsweg zu stellenden Forderungen hinsichtlich der Einschwingvorgänge, der Linearität, der Brummspannung usw. werden in einem anderen Aufsatz dieser Reihe ausführlich besprochen.

II. Die Ermittlung der notwendigen Sendeleistung

Auf Grund der Messungen an der Fernsehübertragungslinie konnten die seinerzeit vorausberechneten Werte [3] nunmehr überprüft und in ihrer praktisch erreichten Größe festgelegt werden. Wir erhalten danach:

1.	Grundrausch $N_{R0} = 4 \cdot 10^{-21} \cdot 5 \cdot 10^6 = 2 \cdot 10^{-14}$ Watt.		
2.	Der KT-Wert des Empfängers . . .	P_E	= 14 db
3.	Der vorgeschriebene Rauschabstand	P_R	= 40 „
4.	Der Stationszahlfaktor (20 Funkfelder)	P_N	= 13 „
5.	Die Verluste durch die Energieleitung	P_K	= 2 „
6.	Der Modulationsverbesserungsfaktor	P_M	= — 2 „
7.	Die Streckendämpfung, vermindert um den Antennengewinn = 131 — 65	b_s	= 66 „
8.	Die Reserve für Schwund und Gerätetoleranz	P_{schw}	= 10 „
			143 db

Damit ist die notwendige Sendeleistung

$$N_s = 2 \cdot 10^{-14} \cdot 10^{14,3} = 2^{0,3} = 4\ Watt.$$

Die Leistung der Sendeendstufe (2 C 39 A) beträgt 5 *Watt* und begrenzt damit die Zahl der Funkfelder. Für die Strecke Hamburg—Köln mit ihren 9 Funkfeldern waren diese Bedingungen jedoch noch gut zu erreichen, insbesondere, da schon bei der Planung an eine Verlängerung der Strecke bis nach München (d. h. insgesamt 20 Funkfelder) gedacht war.

III. Schaltung und Aufbau der Sender und Empfänger

Die Blockschaltbilder für eine Senderendstelle, eine Empfängerendstelle und eine Relaisstelle sind dem Januarheft der Telefunkenzeitung von 1953 entnommen [4] und hier als die Bilder 1, 2 und 3 gebracht. Eine eingehende Beschreibung der Geräte findet sich auch in diesem Heft. Es sind daher hier nur die wichtigsten Daten herausgezogen. Die Wahl des Frequenzbereiches wurde einmal durch die Senderöhre 2 C 39 A bestimmt, die bei einer mittleren Wellenlänge von 16,5 cm noch eine ausreichende Leistung von 5 Watt bei genügender Lebensdauer abgibt. Zum anderen waren die benachbarten Wellenbereiche nach dem „Atlantic-City-Plan" für mehrere Breitbandkanäle zu schmal, so daß nur der Frequenzbereich von 1700 . . . 2300 MHz (= 600 MHz) übrig blieb. In diesem Bereich wurden zunächst die drei unteren Frequenzpaare belegt. Die Lage der HF-Träger war zwangsweise gegeben, nachdem die ZF-Bandbreite zu 30 MHz mit Rücksicht auf das rd. 5 MHz breite Video-Band gewählt war. Der Bandmittenabstand ergab sich damit zu 60 MHz, da Lücke und Nutzband gleich sein müssen, um die Oberwellen der Verschiebefrequenz von 60 MHz sowie die Spiegelfrequenzen nicht in das Nutzband fallen zu lassen. Von den drei möglichen Zwischenfrequenzen 75, 105 und 135 MHz wurde die zu 105 MHz gewählt. Hiermit wird eine größere Spiegelwellenfreiheit gegenüber einer ZF von 75 MHz erreicht. Bei einer ZF von 135 MHz sinkt die Verstärkung der EF 802 schon spürbar ab. Die Einstreuung fremder Sender wird durch eine gute Abschirmung genügend klein gehalten. Um zu erreichen, daß die Oberwellen der 60 MHz-Verschiebefrequenz nicht in die Nutzbänder fallen, legt man den ersten HF-Träger auf 1755 MHz und läßt die übrigen im Abstand von 60 MHz folgen. Damit fällt die 29ste Oberwelle der Oszillatorfrequenz von 60 MHz auf 1740 MHz und damit auf die Kante des Nutzbandes. Der äußere Aufbau der Senderendstelle, der Empfängerendverstärker und der Relaisstelle geht aus den Bildern 4, 5 und 6 hervor, die als Werkfotos der Fa. Telefunken zur Verfügung gestellt wurden. Wie man aus den Bildern entnehmen kann, sind die Gestelle in einzelne Schübe unterteilt, so daß sowohl der Transport als auch die

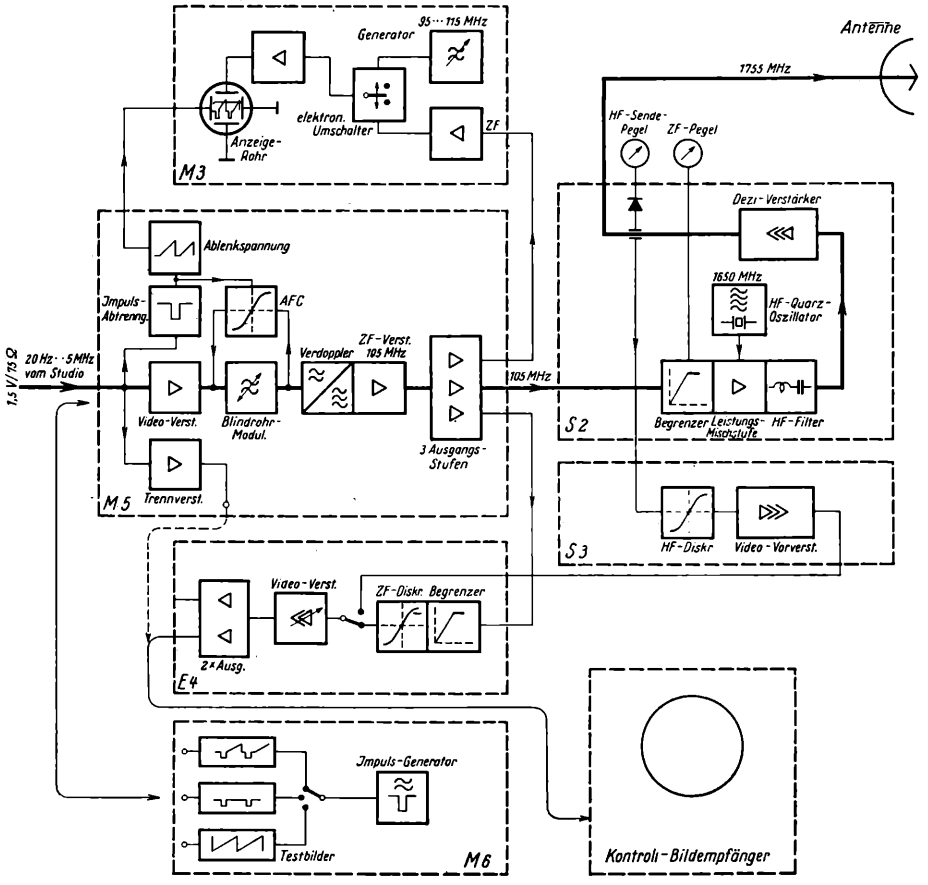


Bild 1. Blockschaltbild einer Senderendstelle der Freda 1 (FM-TV/2000) (Firma Telefunken)

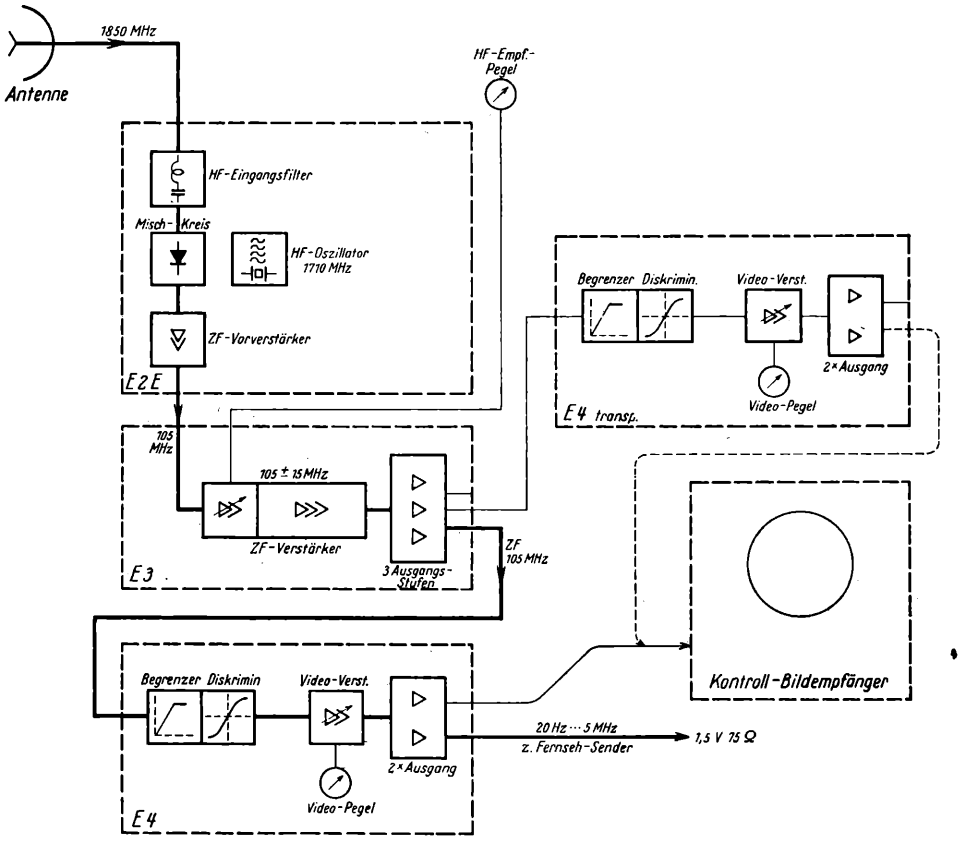


Bild 2. Blockschaltbild einer Empfängerendstelle der Freda 1 (FM-TV/2000) (Firma Telefunken)

Instandsetzung wesentlich erleichtert sind. Es wurde versucht, sich bei diesen Maßnahmen, soweit es die Richtfunktechnik zuließ, an die Bauweise der TF-Technik anzupassen. Die Gestellbreite von 600 mm ist gleich der Breite der TF-Gestelle. Die Gestellhöhe beträgt 2100 mm und entspricht der als zulässig vorgesehenen Zwischengröße nach DIN. Hierdurch wird erreicht, daß die zusammengehörigen Teile jeweils in einem Gestell untergebracht werden können und eine bequeme Zugänglichkeit und Bedienbarkeit gewährleistet ist. Die niedrige Bauhöhe von rd. 2 m gestattet die Aufstellung in verhältnismäßig niedrigen Räumen. Dabei wird eine Deckenbelastung von 600 kg je qm bereits mit dieser Höhe erreicht. Durch Herausführen von Meßbuchsen ist die Möglichkeit vorbereitet, Meßgeräte für Schwundmessungen und auch die Überwachungseinrichtungen anzuschließen, die für einen unbemannten Betrieb von Richtfunkämtern geplant sind.

IV. Antennen und Energieleitungen

Als Antennen dienen Parabolspiegel mit 3 m Durchmesser. In Bild 7 ist eine solche Antenne dargestellt. Die Energieeinspeisung erfolgt von der Rückseite aus. Als Erreger dient ein $\lambda/2$-Dipol, der vertikal angeordnet ist. Hierdurch wird erreicht, daß die Energiebündelung in der Vertikalen, d. h. in der E-Ebene, etwas geringer als in der Horizontalen ist. Dies ist mit Rücksicht auf die troposphärischen Strahlschwankungen, die in der Vertikalen mehr als fünfmal so stark sind als in der Horizontalen, erwünscht. ($0{,}5^0$ gegen $0{,}1^0$ und weniger.)

Das Strahlungsdiagramm zeigt das Bild 8. Die Nebenzipfel liegen danach rund

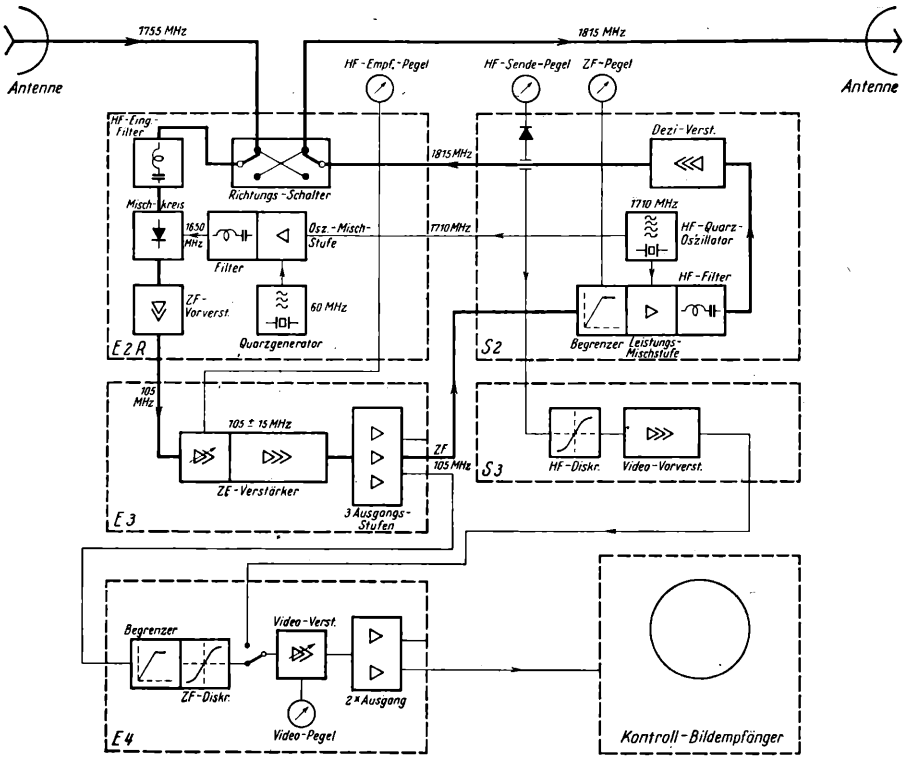


Bild 3. Blockschaltbild einer Zwischenstelle der Freda 1 (FM-TV/2000) (Firma Telefunken)

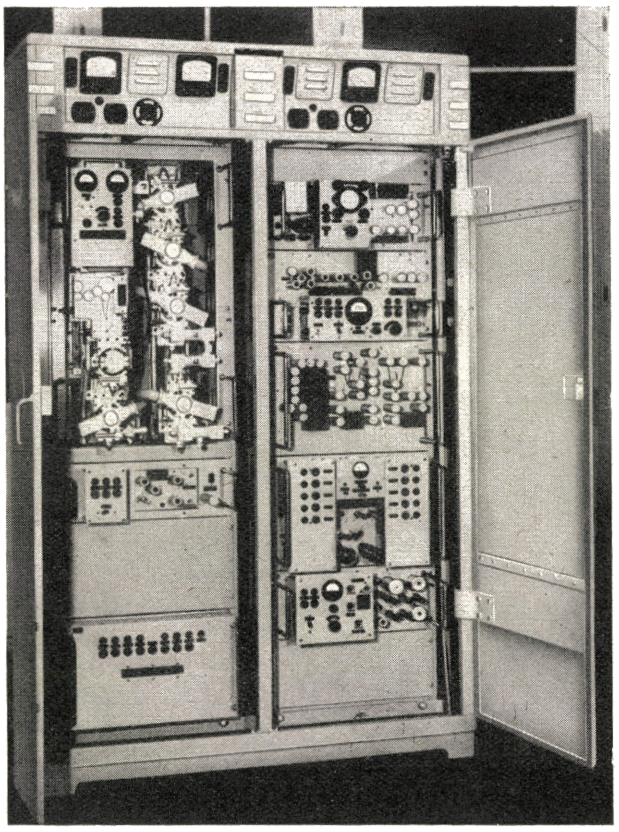


Bild 4. Senderendgestell der Freda 1 (FM-TV/2000) (Werkfoto der Firma Telefunken)

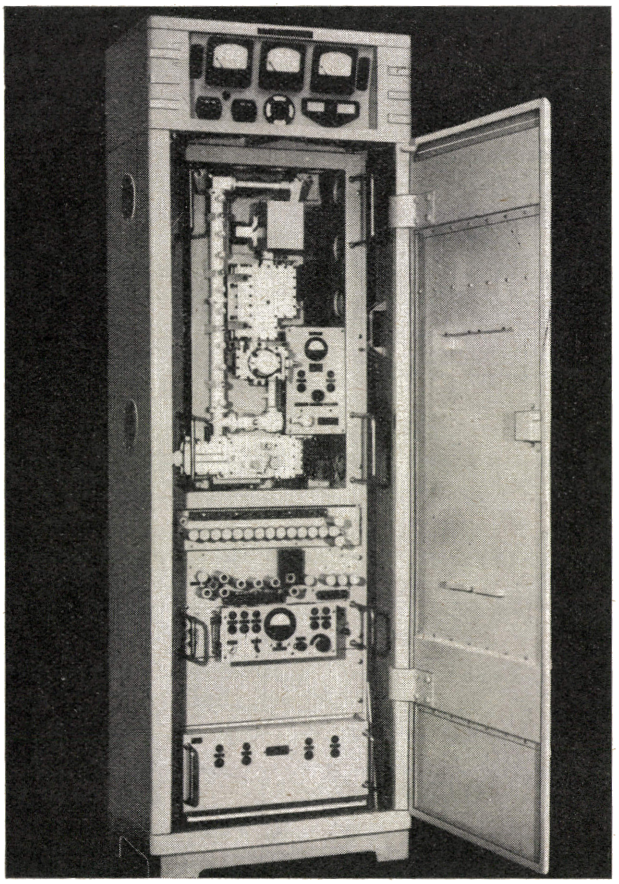


Bild 5. Empfängerendgestell der Freda 1 (FM-TV/2000) (Werkfoto der Firma Telefunken)

25 db niedriger als die Hauptkeule. Insgesamt, d. h. zwischen Sende- und Empfangsantenne, ist damit eine Nebenzipfeldämpfung von mehr als 50 db gewährleistet.

Wichtig ist eine breitbandige Anpassung der Antenne über den Übertragungsbereich von 200 MHz hinweg. Wie aus dem Bild 9 hervorgeht, ist es möglich, den

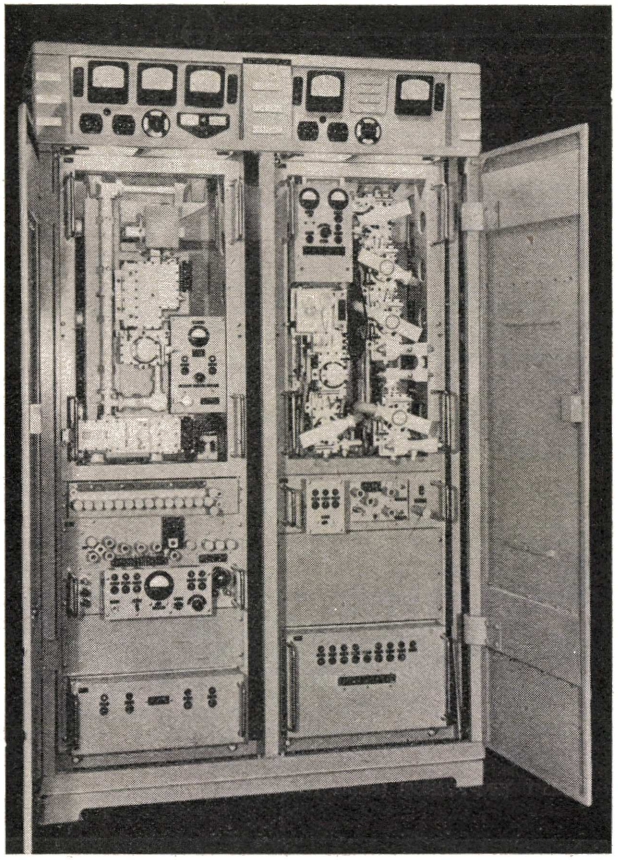


Bild 6. Zwischenstelle der Freda 1 (FM-TV/2000) (Werkfoto der Firma Telefunken)

Reflexionsfaktor über den ganzen Bereich hinweg kleiner als 2,5 % zu halten.

Die Flächenausnutzung beträgt im Mittel über mehrere Antennen gemessen 52 %. Damit ergibt sich ein Mittelwert für den wirklichen Antennendurchmesser von $\sqrt{0{,}52} \cdot 3 = 2{,}16$ m.

Die Leistungszahl G der Antenne beträgt danach:

$$G = 10 \cdot \left(\frac{D_w}{\lambda}\right)^2 = 10 \cdot \left(\frac{216}{16{,}5}\right)^2$$
$$= 1720 \text{ bezogen auf den Kugelstrahler}$$
$$= 1060 \text{ bezogen auf den } \lambda/2\text{-Dipol.}$$

Der Antennengewinn V_A ergibt sich damit zu:

$$V_A = \tfrac{1}{2} \ln G \text{ Neper} = 3{,}73 \text{ Neper}$$
$$= 10 \log G \text{ dezibel} = 32{,}4 \text{ db.}$$

Der Bündelungswinkel in der E-Ebene γ_E läßt sich aus dem Strahlungsdiagramm des Bildes 8 ermitteln. Gemessen als Leistungshalbwertwinkel (3 db-Wert) erhalten wir: $\gamma_E = 4{,}4^0$. Daraus können wir den wirksamen Antennendurchmesser in der E-Ebene ermitteln. Es ist: $\gamma_E = 51^0 D_{W_E}$ und damit:

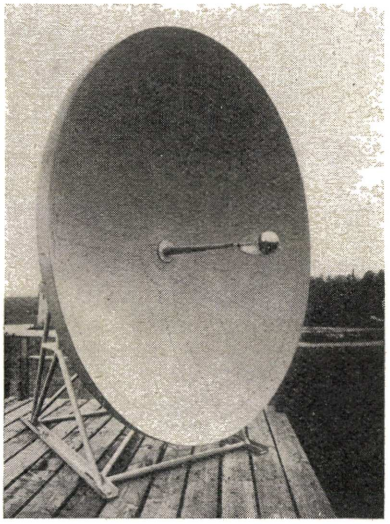


Bild 7. Parabol-Antenne der Firma Telefunken mit einem Durchmesser von 3 m und rückwärtiger Einspeisung

$$D_{W_E} = \lambda \cdot \frac{51^0}{E} = 16{,}5 \cdot \frac{51^0}{4{,}4} = 192 \text{ cm.}$$

Der Leistungshalbwertwinkel in der H-Ebene ist nach Bild 8 $\gamma_H = 3{,}3^0$. Damit erhalten wir für den wirksamen Antennendurchmesser in der H-Ebene

$$D_{W_E} = 16{,}5 \cdot \frac{51^0}{3{,}3} = 255 \text{ cm.}$$

Die Sender und Empfänger sind mit ihren zugehörigen Antennen durch Energieleitungen verbunden. Hierzu

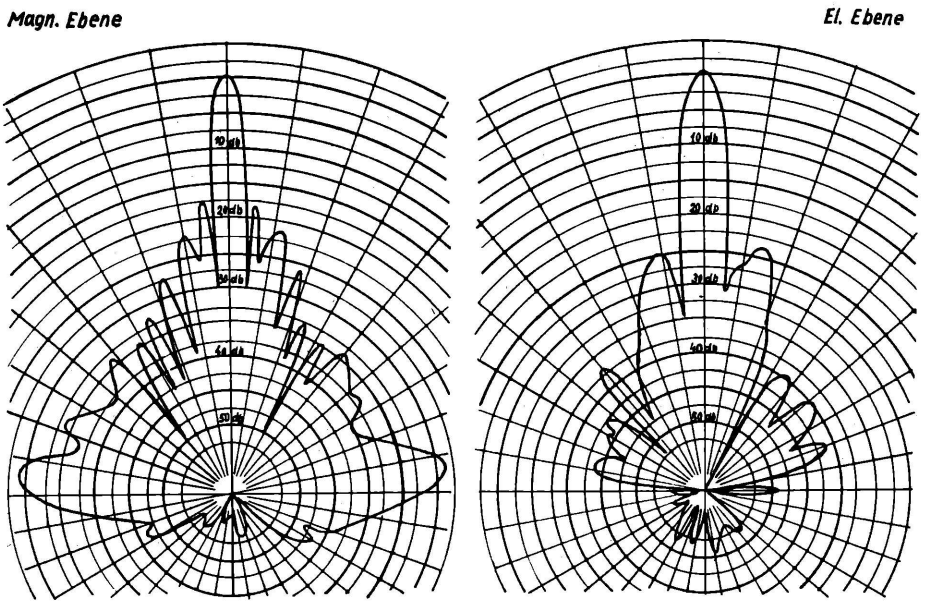


Bild 8. Strahlungscharakteristik eines dipolgespeisten 3-m-Parabolspiegels; $\lambda = 16{,}53$ cm

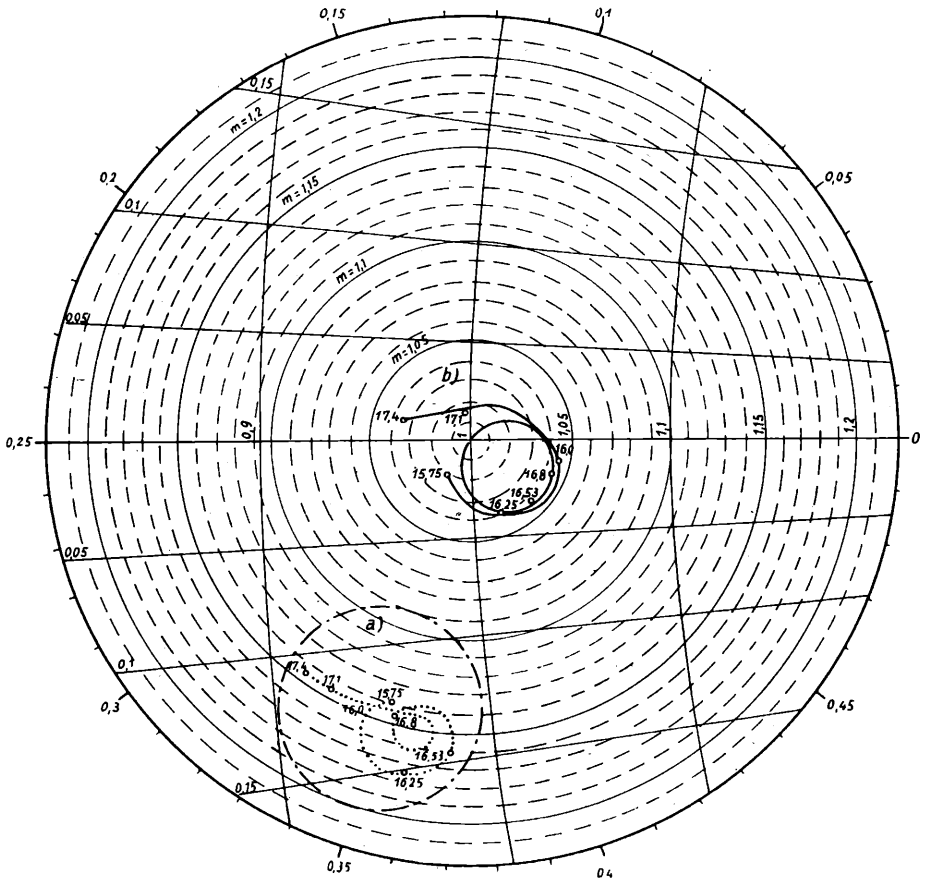


Bild 9. Diagramm einer Parabol-Antenne über die Anpassung an das Antennenkabel 8/24

wurden Koaxialkabel der Firma Felten & Guilleaume mit den Abmessungen 8/24 verwendet. Es gelang, die Welligkeit dieser Kabel einschließlich der Stoßdämpfungen an den Endverschlüssen auch nach ihrer Verlegung kleiner als 10 % (Reflexionsfaktor 5 %) über den gesamten Frequenzbereich von 200 MHz zu halten.

V. Zusammenfassung und Ausblick

Nachdem bereits an anderen Stellen [1, 2, 3] schon auf die Planung der hochfrequenztechnischen Einrichtungen der Strecke Hamburg—Köln eingegangen wurde, sind hier nur die Meßergebnisse der Strecke im Auszug veröffentlicht. Es zeigte sich, daß das angestrebte Ziel, ein Geräuschabstand von mehr als 40 db über 20 Funkfelder hinweg (Strecke: Hamburg—München) erreicht wurde. Es wurde allerdings ein Nachlaß in der Schwundreserve gewährt, da die in den beiden letzten Jahren gewonnenen Erfahrungen dieses rechtfertigen. Außerdem besteht die Aussicht, auch hier noch gewisse Verminderungen der Interferenzschwunde durch zirkulare Polarisation zu erzielen, falls sich dies als notwendig erweisen sollte.

Auch alle anderen Forderungen der Fernsehtechnik konnten in ausreichendem Maße erfüllt werden.

Der nächste Schritt in der Entwicklung zielt darauf ab, die Wirtschaftlichkeit und die Betriebssicherheit dieses neuen Betriebszweiges zu erhöhen. Dies ist einmal möglich durch Verminderung der Personalkosten. Nach einer gewissen Versuchszeit wird das Bedienungspersonal von einem Teil der Türme zurückgezogen und durch eine Überwachungseinrichtung ersetzt werden können. Es muß allerdings dann eine Ersatzbestückung dieser Zwischenstellen vorgesehen werden, damit eine selbsttätige Umschaltung auf das Ersatzgerät bei Gerätstörungen möglich ist. Das Überwachungsgerät meldet dann die Störung und die vollendete Umschaltung zur nächsten Überwachungsstelle, die die Störung am Hauptgerät sobald als möglich beseitigt.

Eine weitere Erhöhung der Wirtschaftlichkeit läßt sich dadurch erreichen, daß man außer der Fernsehübertragung auch noch Fernsprechverbindungen einrichtet. Voraussichtlich wird man dies in einem Wellenbereich von rd. 8 cm (3,6 . . . 4,2 GHz) tun. Man könnte hier rd. 1800 Vierdraht-Fernsprechwege, 2 Fernsehwege in einer oder 1 Fernsehweg in zwei Richtungen und einen Vierdraht-Reserveweg für 600 Vierdraht-Sprechwege oder für 2 Fernsehwege schaffen. Damit wäre auch die Frage der Betriebssicherheit weitgehend gelöst, da dann besondere Ersatzgeräte nicht mehr vorgesehen werden müssen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *K. O. Schmidt:* Technische Grundlagen für Richtfunkverbindungen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Fernmelde-Ingenieur 1951, Heft 5.

[2] *K. O. Schmidt:* Die Streckenplanung von Richtfunklinien im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Telefunken-Zeitung, Heft 92, Okt. 1951, S. 129—139.

[3] *K. O. Schmidt:* Der Stand der Entwicklung von Richtfunkgeräten und der Planung von Richtfunkverbindungen in der deutschen Bundesrepublik. FTZ 6 (1953), Heft 2, S. 51—58.

[4] *H. Behling, G. Brühl* und *E. Willwacher:* Die Dezimeter-Richtfunkanlage FREDA 1. Telefunken-Zeitung, Heft 98, Jan. 1953, S. 1—22.

D. Die Stromversorgung

Von **E. Dietrich**, Darmstadt

Mit 4 Bildern

DK 621.396.99

Die Stromversorgungsanlagen der Relaisstationen werden beschrieben. Dabei wird insbesondere auf die Wirkungsweise von Schwungradaggregaten eingegangen, die bei Netzausfall Betriebsunterbrechungen verhindern sollen.

The power supply units of the relay stations are described. Special consideration is given to the performance of flywheel aggregates which are to prevent breakdowns of service due to mains failure.

Une description est donnée des installations d'énergie desservant les stations de relais et, en outre, il est spécialement traité le fonctionnement d'agrégats à couplage volant destinés à prévenir des interruptions de service dues au manque du réseau.

Eine wesentliche Voraussetzung für störungsarmen Betrieb ist eine einwandfreie Stromversorgung.

Im Gegensatz zu den Kabel-Verstärkern erfordern die Geräte der dm-Linien mehrere Anodenspannungen. Bei Betrieb aus Sammlern müßte man also mehrere Batterien aufstellen, was mit einem recht bedeutenden Aufwand verbunden wäre, zumal Spannungen bis etwa 1000 V vorkommen.

Sämtliche Stationen haben Hochspannungsanschluß erhalten, und für Netzausfälle steht eine Netzersatzanlage von 24 kVA Leistung zur Verfügung. Bild 1 zeigt den Aufstellungsplan im Erdgeschoß eines Fernmeldeturmes, worin der Hochspannungstrafo, die Hochspannungsschaltanlage, die Netzersatzanlage, ein Spannungsgleichhalter und die Hauptschalttafel angedeutet sind. Bild 2 läßt im Prinzip die Schaltungsanordnung erkennen. Danach liegen die Verbraucher normalerweise über Spannungskonstanthalter, Niederspannungsschalttafel, Trafo und Hochspannungsschaltanlage am Netz. Der mechanische Spannungskonstanthalter hält die abgegebene Spannung auf ± 2 % konstant.

Bei Netzausfall wird selbsttätig die Netzzuleitung abgeschaltet und die Netzersatzanlage angelassen. Damit das Dieselaggregat möglichst schnell anläuft, wird das Kühlwasser der Umlaufkühlung bei kalter Witterung durch eine Heizpatrone vorgewärmt. Auf diese Weise ist das Aggregat in der Lage, bereits nach 8 bis 10 Sekunden die volle Last zu übernehmen.

Wie überall in der Fernmeldetechnik, legt man aber auch hier Wert darauf, eine vollkommen unterbrechungsfreie Stromversorgung zu haben. Infolgedessen ist es notwendig, neben einer Netzersatzanlage auch eine Sofortreserve vorzusehen, die bei Netzausfall unterbrechungsfrei die Speisung der Geräte übernimmt.

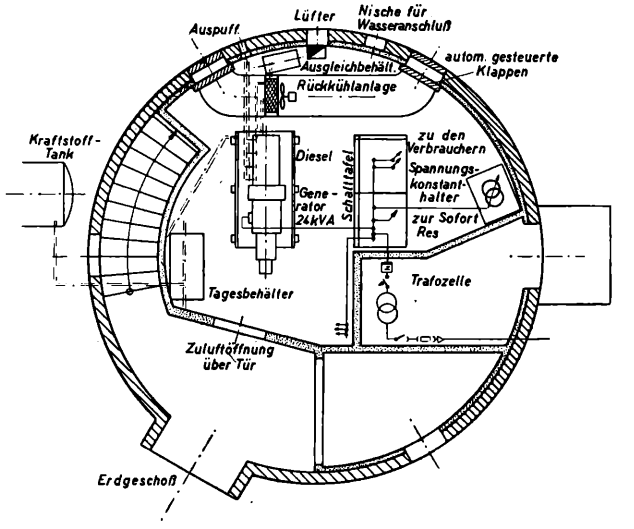


Bild 1. Erdgeschoß eines Fernmeldeturmes

Nach der bisherigen Technik wäre es z. B. möglich, mit einem dauernd rotierenden Wechselstrom-Gleichstrom-Umformer eine Batterie in Dauerladung zu halten, und zwar in einer solchen Anordnung, daß bei Netzausfall der Energiefluß sich umkehrt. Die Gleichstrommaschine würde dann als Motor arbeiten und die Wechselstrommaschine antreiben, die in diesem Betriebszustand als kondensatorerregter Asynchrongenerator die Verbraucher speist.

Nachdem durch das Vorwärmen des Kühlwassers das Dieselaggregat in der Lage ist, sehr schnell nach der Startauslösung die Last zu übernehmen, konnte man eine andere Methode entwickeln, die wirtschaftlicher

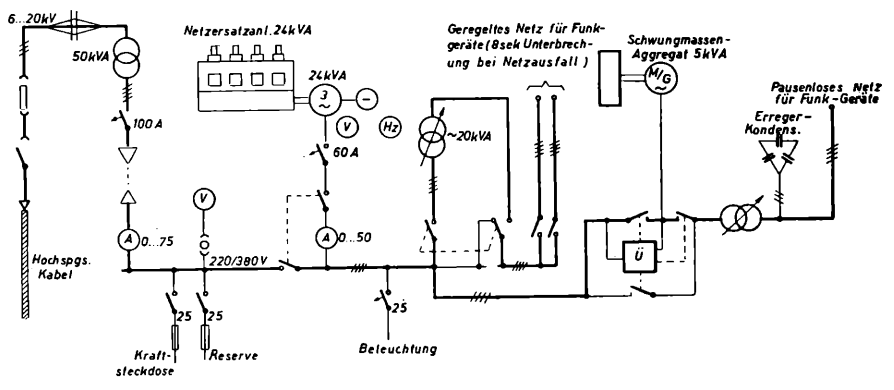


Bild 2. Stromversorgung in einem Fernmeldeturm

ist und einen besseren Wirkungsgrad besitzt. Hierbei dient als Energiespeicher an Stelle von Batterien eine rotierende Schwungmasse. Eine entsprechende Schaltungsanordnung ist in Bild 2 mit eingezeichnet.

Im Normalbetrieb werden über einen Spannungsregler die Verbraucher direkt aus dem Netz gespeist, und ein Asynchronmotor, auf dessen Welle gleichzeitig eine Schwungmasse sitzt, läuft dauernd um. Die Leerlaufverluste sind gering, da bei der Schwungmasse Rollenlager verwendet sind, so daß sich für die Gesamtanlage ein Wirkungsgrad von etwa 80 % ergibt.

Bei Netzausfall wird der Motor durch die kinetische Energie der Schwungmasse angetrieben und arbeitet als kondensatorerregter Asynchrongenerator, der unterbrechungsfrei die Speisung der Verbraucher übernimmt. Eine schnell schaltende Rückstromüberwachungseinrichtung *Ü*, die schon nach zwei Perioden die Netzzuleitung abschaltet, verhindert, daß der Asynchrongenerator in das Netz rückspeist. Gemäß der abgegebenen Leistung sinkt die Drehzahl der Schwungmasse langsam ab, und entsprechend sinkt auch die Frequenz der Spannung, die der Asynchrongenerator abgibt. Die dabei gleichzeitig auftretende Spannungsverminderung wird von dem nachfolgenden Regler wieder ausgeglichen, so daß die Geräte auch in diesem Betriebszustand konstante Spannung erhalten. Der sich ergebende Frequenzabfall von 5 bis 10 % dauert nur kurze Zeit an und kann in Kauf genommen werden; denn etwa 8 bis 10 Sekunden nach dem Netzausfall ist über die automatische Anlaßvorrichtung das Dieselaggregat angelaufen und übernimmt nach Ansprechen der Überwachungseinrichtung *Ü* die Speisung der Verbraucher, wobei der Maschinensatz mit der Schwungmasse wieder als Motor arbeitet und bald seine volle Drehzahl erreicht.

Bei Wiederkehr des Netzes wird das Dieselaggregat selbsttätig abgeschaltet und der Netzschalter geschlossen. Auch während dieser Umschaltung übernimmt — dieses Mal nur sehr kurzzeitig — die Schwungmasse abermals die Energielieferung, so daß wiederum keine Stromunterbrechung für die Verbraucher eintritt.

Falls das Dieselaggregat trotz dreimaligen automatischen Starts nicht anläuft und die Drehzahl der Schwungmasse von nahezu 1500 auf 1200 Umdrehungen je Minute abgesunken ist, wobei die Frequenz nur noch 40 Hz beträgt, wird das Schwungmassenaggregat abgeschaltet und sämtliche Anlagen werden stromlos. Die Spannung fällt also für die Verbraucher aus. Bei dem

Bild 3. Windkraftanlage

heutigen Stande der Technik wird erwartet, daß dies nur in sehr seltenen Fällen vorkommen wird.

Wenn das Netz nun wiederkehrt, werden die Verbraucher nur über den Regler gespeist, das Schwungmassenaggregat wird umgangen. Diese Vorsichtsmaßnahme ist notwendig, da das Anlassen der Schwungmasse über Stern-Dreieckschalter in mehreren Etappen von Hand vorgenommen werden muß, damit der Motor, der wegen der großen Massenträgheit des Schwungrades anfänglich einen sehr großen Strom zieht, nicht überlastet wird. Auf die Verwendung eines Schleifringläufers mit Anlasser hat man verzichtet, um die Anlage nicht unnötig zu komplizieren.

Die ersten Versuche mit diesen Schwungmassenaggregaten sind recht befriedigend ausgefallen, so daß man

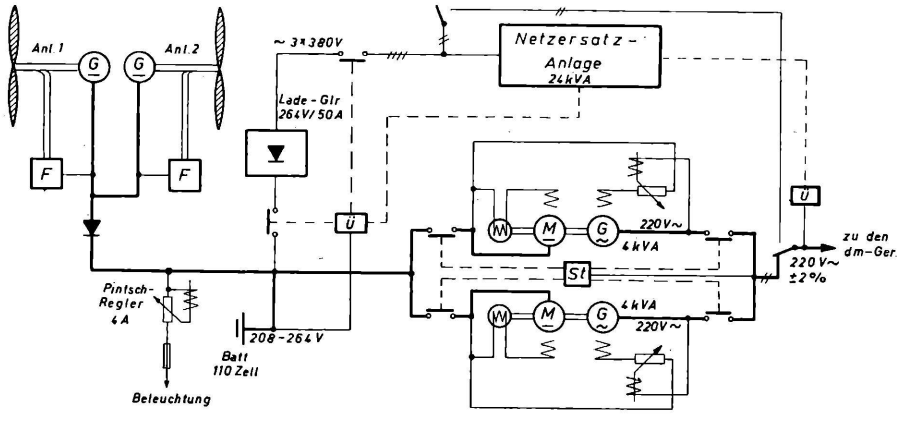


Bild 4. Stromversorgung mit Windkraftanlagen

annehmen kann, daß diese Methode sich auch noch manch anderes Anwendungsgebiet erschließen wird.
Auf dem Schöneberg bei Cassel, wo die Heranführung der Hochspannung mit großen Kosten verbunden wäre, wird ein Versuch mit Windkraftanlagen unternommen, durch den geklärt werden soll, ob in entlegenen Gebieten, in denen eine Elektrizitätsversorgung fehlt, diese Art der Stromversorgung für dm-Anlagen geeignet ist. Nach den Unterlagen des Deutschen Wetterdienstes liegt der Schöneberg für einen solchen Versuch besonders günstig. Es ist hier im Jahresmittel mit etwa 6 m pro Sekunde Windgeschwindigkeit zu rechnen.
Es wurden zwei Windkraftanlagen der Fa. Allgaier gewählt, wie sie das Bild 3 veranschaulicht. Auf einem 10 m hohen abgespannten Stahlrohrmast befindet sich der schwenkbare Turmkopf, in dem wettersicher gekapselt Generator, Getriebe, Windrichtungssteuerung und die übrigen Reglereinrichtungen untergebracht sind. Das Windrad selbst ist eine dreiflügelige Luftschraube mit schmalen schnellaufenden Flügeln. Der Durchmesser beträgt 10 m, die Drehzahl des Windrades 100 Umdrehungen pro Minute. Sie wird durch einen Fliehkraftregler, der die Anstellwinkel der Windradblätter verstellt, konstant gehalten. Die Anlage ist mit einem 220-V-Gleichstrom-Generator ausgerüstet, dessen Spannung durch einen Schnellregler geregelt wird. Die maximale Leistung von 6 kW je Anlage wird etwa bei Windstärke 5 erreicht. Bild 4 läßt die Schaltungsanordnung der Gesamtanlage erkennen. Die beiden Windkraftanlagen arbeiten parallel auf eine 110zellige Batterie, wobei ein Gleichrichter als Rückstromschutz dient. Zwei Umformer-Maschinensätze, die wahlweise betrieben werden, formen die Batteriegleichspannung in die für die dm-Geräte erforderliche Wechselspannung von 220 V um. Bei Ausfall des in Betrieb befindlichen Maschinensatzes wird selbsttätig auf die zweite Maschine umgeschaltet.

Die Spannung der Batterie kann abhängig vom Energieanfall aus den Windkraftanlagen und der Entnahme zwischen 208 und 264 V liegen. Eine selbsttätige Regelung der Erregerspannung des Motors und des Generators sorgt dafür, daß trotz unterschiedlicher Batteriespannung die an die Verbraucher abgegebene Spannung nur um ± 2 % schwankt. Die Frequenz ist ebenfalls bis auf ± 2 % konstant.

Sinkt die Batteriespannung unter den Mindestwert ab, so wird die Anlaßautomatik der Netzersatzanlage ausgelöst und die Batterie über einen Ladegleichrichter aufgeladen. Erreicht die Batteriespannung den Wert von 264 V, wird durch einen Stopimpuls die Netzersatzanlage stillgelegt. Eine Überwachungseinrichtung am Ausgang der Umformermaschinensätze bewirkt, daß die Verbraucher, wenn die Versorgung über die Umformersätze gestört ist, aus der Netzersatzanlage direkt gespeist werden.

Die Beleuchtungsanlage der Station wird über einen Pintsch-Regler aus der Batterie versorgt.

Erfahrungen über diese Stromversorgungsanlage mit Windkraftantrieb für die dm-Stellen liegen noch nicht in ausreichendem Maße vor, um jetzt schon ein abschließendes Urteil über die Bewährung im praktischen Betrieb abgeben zu können.

Wie aus den vorstehenden Ausführungen entnommen werden kann, warf auch die Stromversorgung der dm-Stellen viele Probleme auf, die durch neuartige Verfahren gelöst wurden.

E. Die Übertragungseigenschaften

Von **F. Kirschstein** und **J. Müller**, Darmstadt

Mit 10 Bildern

DK 621.397.743

Nach der Wiedergabe des Pflichtenheftes, dem die Verbindung genügen sollte, werden die benutzten Prüfverfahren beschrieben und die Meßergebnisse für die Teilstrecke Hamburg—Köln mitgeteilt.

A survey is given of the specifications to which the transmission properties of the new directional television link established by the German Federal Administration for Posts & Telecommunications should conform. Furthermore the testing methods in use and the results of measurements made on the section Hamburg—Cologne are described.

D'abord les spécifications sont citées auxquelles les caractéristiques de transmission de la nouvelle ligne hertzienne établie par l'Administration fédérale des PTT allemande pour la transmission de programmes de télévision devaient correspondre. De plus une description est donnée des méthodes de vérification utilisées et des résultats de mesures effectuées sur la ligne partielle parcourant entre Hamburg et Cologne.

Bei der Erteilung der Aufträge an die Lieferfirmen — im Sommer 1950 — lagen in Deutschland noch keine Erfahrungen über die Anforderungen vor, die an Fernseh-Richtfunkverbindungen gestellt werden können. Die einzigen Anhaltspunkte lieferten amerikanische Veröffentlichungen über die Richtfunk-Verbindung New York—Boston [1] und eine — vorläufige — Empfehlung des CCIF für Fernseh-Kabel-Verbindungen [2].

Infolgedessen beschränkte sich das Fernmeldetechnische Zentralamt darauf, für eine bestimmte Verbindungslänge (1000 km) diejenigen Anforderungen bezüglich Dämpfung und Laufzeit zu stellen, die sich rechnerisch aus den CCIF-Empfehlungen ergaben, wenn man statt der dort vorgesehenen 405-Zeilen-Bilder — nach der neuen europäischen Norm — 625-Zeilen-Bilder voraussetzte.
Diese Abnahmebedingungen wurden später in gemeinsamen Besprechungen mit allen einschlägigen deutschen Firmen fortlaufend ergänzt und dem Stand der Technik des In- und Auslandes angepaßt. Der letzte Stand der Vereinbarungen vor der Abnahme war etwa folgender:

I. Das Pflichtenheft

A. Pegelwerte:

Eingangs- und Ausgangspegel des videofrequenten Signalgemisches: 1,5 V_{ss} ± 6 % (von Weißspitze zu Synchronimpulsspitze) mit positiver Polarität.

Eingangs- und Ausgangswiderstand: 75 Ohm.
Verhältnis Bildsignal zu Synchronsignal: 72/28.

B. Nichtlineare Verzerrungen:

Steilheitsschwankungen der Übertragungskennlinie im Bildbereich (28 % bis 100 %): $\leqq \pm 10$ % vom Mittelwert. Synchron-Impulse: zwischen 25 und 30 % des Gesamtsignals.

C. Störabstände:

Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal, gemessen jeweils von Spitze zu Spitze:
für Rauschen: 35 db,
für periodische Störungen: 50 bis 30 db, mit der Frequenz fallend (von 50 Hz bis 5 MHz).

D. Pegelschwankungen:

Der Pegel einer Meßfrequenz von 1 MHz soll während einer Stunde um nicht mehr als ± 1 db schwanken.

E. Dämpfung und Laufzeit:

1. Schwankungen der Restdämpfung:
   zwischen 20 Hz und 3 MHz: kleiner als ± 1 db,
   zwischen 3 MHz und 5 MHz: kleiner als ± 1 db, — 2 db.
2. Schwankungen der Gruppenlaufzeit:
   zwischen 200 kHz und 5 MHz: kleiner als $\pm 0{,}1$ µs

oder

1 a) „Steigzeit" einer vom System übertragenen Rechteckspannung — gemessen zwischen 10 % und 90 % des Endwertes $\leqq 0{,}1$ µs.
2 a) Überschwingen der Rechteckspannung: kleiner als 5 %.
3 a) Abfall des „Daches" einer Rechteckspannung von 50 Hz Grundfrequenz: kleiner als ± 3 %.

II. Das Prüfverfahren für Dämpfung und Laufzeit

Die Alternativ-Vorschriften (Ea) des Pflichtenheftes beruhten auf der Erkenntnis, daß bei der Abnahme voraussichtlich kein geeignetes Meßgerät für die Gruppenlaufzeit zur Verfügung stehen würde. In der Tat ist der Bau eines solchen Gerätes, das die erforderliche Meßgenauigkeit besitzt, eine sehr schwierige Aufgabe, die zwar an verschiedenen Stellen Deutschlands in Angriff genommen, aber bis heute noch nicht ganz gelöst ist.

Dagegen hatte das Fernmeldetechnische Zentralamt gute Erfahrungen mit einer Meßeinrichtung gemacht, die im Bild 1 schematisch dargestellt ist [3, 4].

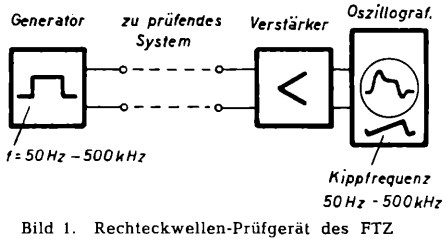


Bild 1. Rechteckwellen-Prüfgerät des FTZ

Hier erzeugt ein Rechteckwellen-Generator Rechteckspannungen, deren Frequenz kontinuierlich von etwa 50 Hz bis 500 kHz verändert werden kann und die sehr steile Flanken haben. Diese Rechteckspannungen werden auf das zu prüfende System gegeben und erscheinen an dessen Ausgangsklemmen in verformtem Zustand. Dort werden sie mit Hilfe eines Breitbandoszillographen sichtbar gemacht und als Kriterium für die Güte des Übertragungssystems benutzt. Dabei untersucht man entweder die Verformung der Rechteckspannung selbst (Steilheit der Flanken, Überschwingen, Absinken der Dächer!) oder führt eine harmonische Analyse des verzerrten Rechtecks durch und erhält daraus die Dämpfung und die (relative) Phasendrehung der Harmonischen.

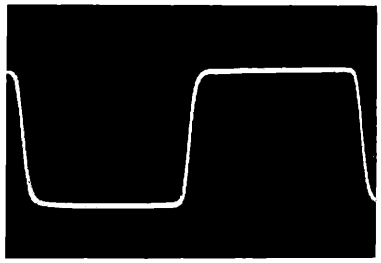


Bild 2. Prüfoszillogramm der Meßapparatur im Kurzschluß; Rechteckprüffrequenz: 0,5 MHz

Natürlich muß der Rechteckwellen-Generator ein einwandfreies Rechteck liefern und der Oszillographenverstärker so breitbandig sein, daß eine fehlerfreie Aufzeichnung der Ausgangsspannung gewährleistet ist. Bild 2 zeigt eine Aufnahme der Meßspannung, die bei kurzgeschlossenem Prüfobjekt erhalten wurde. Die Anstiegszeit der Flanken beträgt hier etwa 0,06 µs, und ein störendes Überschwingen tritt nicht auf.

Anstatt der mäanderförmigen Rechteckspannung verwendet die Firma Telefunken in einem Betriebs-Meßgerät kurze, rechteckige Impulse von etwa 1 µs Dauer, die synchron zu den Zeilen-Synchronisier-Impulsen verlaufen [5]. Bild 3 zeigt, daß dabei durch einen Hilfs-

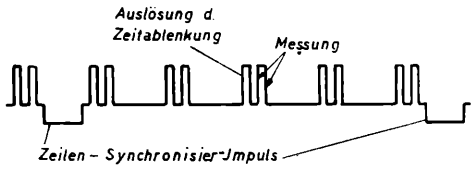


Bild 3. Impulsfolge des Telefunken-Prüfgerätes

impuls, der dem eigentlichen Meßimpuls vorausgeht, die Zeitablenkung des Oszillographen ausgelöst wird, so daß der Einschwingvorgang, der zur Vorderflanke (oder Hinterflanke) des Meßimpulses gehört, mit der erforderlichen Zeitdehnung aufgezeichnet werden kann. Um bei der Auswertung der Oszillogramme Fehler durch Nichtlinearität der Zeitablenkung auszuschalten, wird hier auf dem *Wehneltzylinder* des Oszillographen eine Wechselspannung von 50 MHz gegeben, die den Schreibstrahl in Zeitabständen von 0,02 µs austastet.

III. Die Meßergebnisse

1. Dämpfung und Laufzeit

Die Bilder 4 und 5 zeigen zunächst Rechteck-Oszillogramme, die bei Vorprüfungen über zwei Funkfelder der Richtfunkstrecke hinweg erhalten wurden.

Bei Bild 4 betrug die Frequenz der Grundwelle 500 kHz, und die Rechteckspannungen wurden gemeinsam mit den normalen Synchronisier-Impulsen übertragen. Dadurch erklärt sich die „Null-Linie", die von den „Böden" der (mit dem Rechteck nicht synchronen) Synchronisier-Impulse erzeugt wird. Der kurze Übertragungsweg bewirkt noch keine merkliche Verformung der Rechteckspannung gegenüber Bild 2.

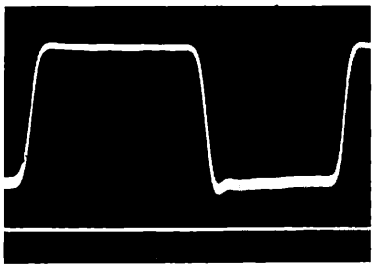


Bild 4. Prüfoszillogramm über zwei Funkfelder mit Synchronisierimpuls; Rechteckprüffrequenz 0,5 MHz

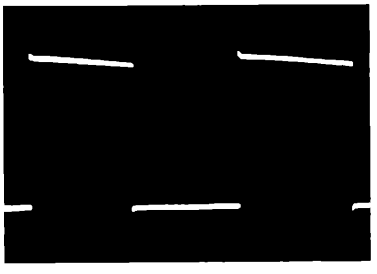


Bild 5. Prüfoszillogramm über zwei Funkfelder ohne Synchronisierimpuls; Rechteckprüffrequenz 50 Hz

Bei Bild 5 betrug die Frequenz der Grundwelle 50 Hz, und die Meßspannung wurde allein — ohne die Synchronisier-Impulse — übertragen. Dies entspricht nicht der normalen Betriebsweise der Richtfunkstrecke und stellt eine besonders scharfe Prüfung auf richtige Übertragung der niedrigen Bildstrom-Harmonischen dar. Bekanntlich führen nämlich zu kleine Zeitkonstanten der Koppelglieder an RC-Verstärkern zu einem Absinken der „Dächer" langer Rechteckspannungen, wie auch auf Bild 5 deutlich zu erkennen ist. Dieser Abfall würde aber bei normaler Betriebsweise der Strecke dadurch stark herabgesetzt, daß die Rechteckspannung am Ende jeder Bildzeile ausgetastet und mit einem Synchronisier-Impuls versehen wird, dessen „Boden" durch eine „Schwarzsteuerung" auf konstanter Höhe gehalten wird. Dadurch würde auch das „Dach" einer Rechteckspannung großer Periodendauer auf konstanter Höhe gehalten, wie durch den Versuch bestätigt wurde.

Bild 6 zeigt den Einschwingvorgang der Gesamtstrecke Hamburg—Köln, aufgenommen mit dem Meßgerät der

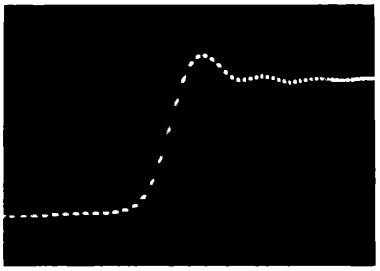


Bild 6. Einschwingvorgang über die Gesamtstrecke Hamburg—Köln (9 Funkfelder), Zeitmarkierung 0,02 µs (Meßgerät der Firma Telefunken)

Firma Telefunken. Durch Zählung der dunklen Stellen auf dem ansteigenden Ast der Kurve (zwischen 10 % und 90 % des Endwertes) erkennt man, daß die „Steigzeit" etwas kleiner als 0,1 µs ist und damit innerhalb des vorgeschriebenen Grenzwertes liegt. Dagegen zeigt sich ein starkes „Überschwingen" von etwa 17 %, das über den im Pflichtenheft vorgesehenen Wert von 5 % merklich hinausgeht. Die Firma Telefunken glaubte zunächst, dies Überschwingen rühre nur von den Videofrequenzverstärkern auf der Sende- und Empfangsseite allein her. Inzwischen hat sich aber gezeigt, daß der Effekt mit der Zahl der in Reihe liegenden Funkfelder ansteigt und daher auch durch die ZF- und HF-Verstärker der Relaisstationen bedingt sein muß.

Das Überschwingen dauert etwa 0,14 µs an und ist in schwarzweißen Prüfbildern als Plastik erkennbar (vgl. Bild 8). Die Übertragungsanlage wurde aber trotzdem abgenommen, weil kürzlich angestellte Versuche des Fernmeldetechnischen Zentralamts ergeben haben, daß ein Überschwingen von 0,14 µs Dauer erst wahrnehmbar wird, wenn es 10 % der Sprunghöhe übersteigt *). Der Überschuß der Richtfunkstrecke über diesen Wert kann voraussichtlich durch Entzerrungsmaßnahmen am Ende der Leitung beseitigt werden. Untersuchungen darüber sind z. Z. im Gange.

Um einen Überblick über den Dämpfungsverlauf und die Laufzeitverhältnisse zu bekommen, wurde der Einschwingvorgang von Bild 6 nach Amplitude und Phase analysiert [6]. Dabei ergaben sich — bezogen auf 1 MHz: Dämpfungswerte von

+ 0,4 db bei 3 MHz und — 3 db bei 5 MHz und Gruppenlaufzeit-Differenzen von etwa

+ 0,01 µs bei 3 MHz und + 0,11 µs bei 5 MHz.

Diese graphisch ermittelten Werte stimmen größenordnungsmäßig mit den Werten des Pflichtenheftes überein.

2. Nichtlinearität

Die Prüfung der Übertragungsstrecke auf Linearität wurde mit einem Meßgerät der Firma Telefunken durchgeführt [7]. Dies erzeugt eine Sinusspannung von 250 Hz, die den vollen Aussteuerungsbereich der Strecke überstreicht, und eine kleine Schwingung von 50 kHz. Die beiden Schwingungen werden gemeinsam über die

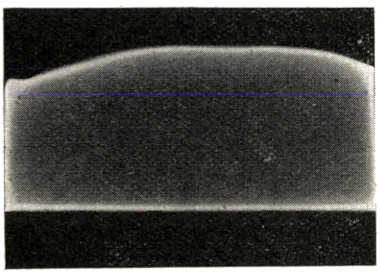


Bild 7. Relative Steilheit in Abhängigkeit von der Aussteuerung; Aussteuerbereich 1,5 V_{ss} (Linearitätsmessung)

Strecke übertragen und am Empfangsort durch Filter getrennt. Danach wird die 250-Hz-Spannung an die x-Platten, die 50-kHz-Spannung an die y-Platten gelegt. Das Ergebnis ist ein Oszillogramm nach Bild 7, das die Steilheitsschwankungen der Übertragungskennlinie genau erkennen läßt. Im vorliegenden Fall betragen diese innerhalb des Bildbereichs (28 bis 100 %) etwa ± 6,5 % vom Mittelwert und liegen damit innerhalb der Toleranz.

Die Synchronisier-Signale blieben — auch bei stark wechselndem Bildinhalt — innerhalb der vorgeschriebenen Grenzen.

3. Störabstand

a) Rauschen

Durch Messungen wurde festgestellt, daß die Sinusspannung, deren Effektivwert gleich dem Effektiv-

*) Veröffentlichung erscheint demnächst in der FTZ.

wert der Rauschspannung $(U_r)_{eff}$ war, um 52 db unter derjenigen Sinusspannung $(U_0)_{eff}$ lag, die volle Aussteuerung der Richtverbindung mit ± 5 MHz Hub bewirkte. Dies entspricht einem Verhältnis der Nutzspannung $(U_n)_{ss}$ — gemessen von Schwarz bis Spitze Weiß — zur Störspannung $(U_r)_{ss}$ — gemessen von den negativen zu den positiven Spitzen — von etwa 52 — 9 = 43 db. Denn nach Definition ist $(U_0)_{eff} = \frac{1}{2} (U_n)_{ss}$ und erfahrungsgemäß gilt etwa:

$$(U_r)_{ss} \approx 5{,}6\ (U_r)_{eff}.$$

Bei einer Verdoppelung der Leitungslänge würde sich der Störabstand um 3 db verschlechtern, aber noch immer um etwa 5 db über dem Wert des Pflichtenheftes liegen, so daß noch eine Reserve für Schwundperioden besteht.

b) Netzbrummen

Als Brummspannung wurden 1,5 — 3 $(mV)_{eff}$ gemessen. Die Nutzspannung $(V_n)_{ss}$ beträgt 1 Volt. Rechnet man mit dem Zahlenwert 3,4 für das Verhältnis zwischen Brummspannung — gemessen von negativer bis zu positiver Spitze $(U_B)_{ss}$ — und dem Effektivwert der Brummspannung $(U_B)_{eff}$, so erhält man für das Verhältnis:

$$\frac{(U_n)_{ss}}{(U_B)_{ss}} = \frac{1{,}08\ V}{2{,}2\ mV \cdot 3{,}4} = 43\ db,$$

d. h. einen Wert, der das Pflichtenheft nur knapp erfüllt.

4. Pegelschwankungen

Hier liegen noch keine abschließenden Messungen vor.

5. Testbild-Prüfungen

Um die übertragene Bildqualität direkt zu prüfen, wurden Übertragungsversuche mit verschiedenen Testbildern, sowie mit normalen stehenden und bewegten Bildern in beiden Richtungen durchgeführt. Bild 8 zeigt die Schirmbildaufnahme eines in der dm-Endstelle in Hamburg gesendeten und in der Endstelle Köln empfangenen Testbildausschnittes. Die Auflösung ist entsprechend dem Prüfoszillogramm (Bild 6) sehr gut. Das

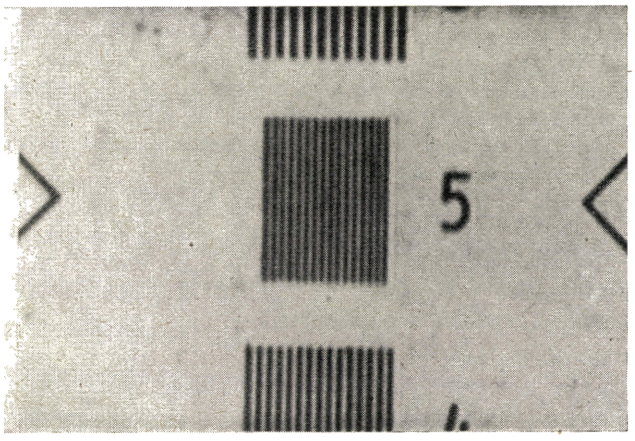


Bild 8. FTZ-Testbild über die Gesamtstrecke Hamburg—Köln; die senkrechten Streifen zeigen die Auflösung bei 3, 4 und 5 MHz

verhältnismäßig starke Überschwingen macht sich nur wenig bemerkbar. Der Grund hierfür liegt darin, daß das vom Diapositivgeber über den Signalmischer auf den Videoeingang der dm-Strecke gelangende Signal eine geringere Anstiegszeit besitzt als das Rechteck-Prüfsignal.

Die Bilder 9 und 10 sind während einer normalen Sendung aus dem NWDR-Studio Hamburg vom Schirm des Kontrollempfängers in Köln gemacht worden. Die im Testbild noch gerade bemerkbare Plastik tritt hier nicht mehr in Erscheinung.

Bild 9. Pausenzeichen des NWDR Hamburg, aufgenommen am Kontrollempfänger in Köln

Bild 10. Super-Iko-Bild aus dem NWDR-Studio Hamburg, aufgenommen am Kontrollempfänger in Köln

Es ist noch zu bemerken, daß die Übertragung vom NWDR-Studio zur dm-Endstelle Hamburg auf einem Träger von 21 MHz erfolgte und dort vor Übergabe an die dm-Verbindung auf das Videoband umgesetzt wurde.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. T. Fries,* Microwave Repeater Research. Bell Syst. Techn. J. 1948, S. 183.

[2] CCIR VIe Assemblée Plénière Genève 1951, Vol. I, S. 176 (Anhang II zum Studienprogramm 32).

[3] *J. Müller,* Die Bestimmungen des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 1951, Heft 5, S. 211—220.

[4] *J. Müller,* Die Prüfung von Fernsehübertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. Funk und Ton 6, 12 (Dez. 1952), S. 617—631.

[5] *H. Behling, G. Brühl* und *E. Willwacker,* Die Dezimeter-Richtfunkanlage Freda I. Telefunken-Zeitung Jan. 1953, S. 4—22.

[6] *A. V. Bedford, G. L. Fredendall,* Analysis and Evaluation of The Transient Response of Television Apparatus. Proc. IRE October 1942.

[7] *P. I. Clayton, D. C. Espley, G. W. S. Griffith, I. M. C. Pinkham,* The London—Birmingham Television Radio-Relay Link. Proc. IEE Part I (1951), 98, S. 204—233.

F. Die Anschlußkabelverbindungen

Von **R. Hoffmann**, Darmstadt

Mit 7 Bildern

DK 621.397.743

Die im Anschluß an die dm-Fernsehrichtverbindung Hamburg—Köln betriebenen örtlichen Fernsehkabellinien werden beschrieben.

A description is given of the local television cable lines connected to the directional television link Hamburg—Cologne.

Une description est donnée des lignes de câbles de télévision locales raccordées à la ligne hertzienne établie pour la transmission de programmes de télévision entre Hamburg et Cologne.

1. Einleitung

Zwischen den postalischen Endstellen einer dm-Fernseh-Fernverbindung und den örtlichen Fernsehbetriebsstellen der Rundfunkgesellschaften, z. B. den Studios und den Sendern, die im allgemeinen einige Kilometer abseits liegen, müssen Fernseh-Ortsleitungen (FsOl) geschaltet werden, die die Deutsche Bundespost (DBP) aus früher schon dargelegten Gründen [1] in Form von Breitbandkabelverbindungen bereitstellt. Für die Übertragung des Begleittons werden normale Rundfunkleitungen benutzt.

2. Ortsleitungsnetze

Aus der Lage der einzelnen dm-Endstellen einerseits, der Studios und Fernsehsender andererseits ergibt sich der in Bild 1 schematisch dargestellte Streckenplan für die Ortsverbindungen. Die Programm-Schaltzentralen des Nordwestdeutschen Rundfunks (NWDR) in Hamburg und Köln befinden sich vorläufig mit den dm-Endstellen der DBP jeweils in denselben Gebäuden, so daß zwischen diesen Punkten lediglich einige verstärkerlose Innenraumkabel auszulegen waren, auf die im folgenden nicht weiter eingegangen werden soll. Mit der

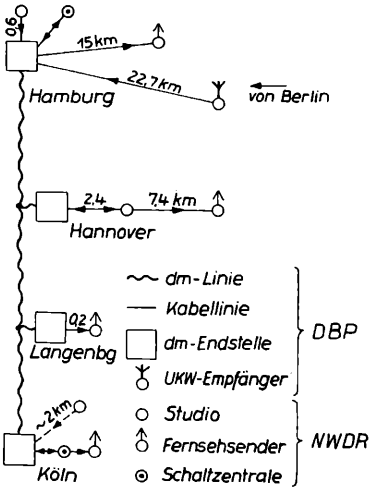


Bild 1. Die dm-Linie Hamburg—Köln mit den Anschlußkabelstrecken

Inbetriebnahme des Fernsehhauses in Hamburg-Lockstedt und eines neuen Fernsehstudios in Köln müssen jedoch auch diese Stellen über besondere FsOl angeschlossen werden.

3. Breitbandkabel

Das in Deutschland vor dem Kriege für Fernsehübertragungen ausgelegte Koaxialkabelnetz, das schon fast alle größeren Städte miteinander verbunden hatte [2], ging 1945 größtenteils durch Demontage verloren. Ein Teil der in Westdeutschland verbliebenen Reste wurde zu einer Fernsprech-Vielbandverbindung Frankfurt—Hamburg zusammengelegt [3]. Die übrigen bis jetzt nicht ausgenutzten Reste wurden — nach den günstigen Ergebnissen der in Berlin im Herbst 1951 angestellten Vorversuche [4] — für die Schaffung der jetzt benötigten Ortskabelverbindungen verwertet. Insgesamt wurden über 30 km dieser alten Koaxialkabel neu verlegt. Der größere Teil mußte vorher aus der Erde aufgenommen werden, der Rest stammt aus Vorräten der Fernmeldezeugämter.

Vor und nach der Aufnahme, sowie nach der Wiederverlegung wurden die Kabel mit dem Impulsecho-Verfahren [5] auf ihre Brauchbarkeit geprüft.

Die zwischen der UKW-Empfangsstelle und der dm-Endstelle in Hamburg für die Heranführung des Programmes aus Berlin [6] benötigte Kabelverbindung wurde dadurch geschaffen, daß die schon erwähnte Fernsprech-Koaxialkabelverbindung Frankfurt—Hamburg auf ihrem letzten Stück von 18 km Länge durch Einschalten von elektrischen Weichen für die oberhalb der Fernsprechfrequenzen liegenden Fernsehfrequenzen mit ausgenutzt wird. Die durch die Weichen verursachten Laufzeitverzerrungen werden durch einen besonderen Entzerrer ausgeglichen.

Die Gesamtlänge der Ortskabelstrecken nach Bild 1 beträgt 51 km; dazu kommen demnächst weitere 23 km im Anschluß an die dm-Endstelle Frankfurt a. Main. Durch die Verwertung der alten Kabel hat die DBP hierbei etwa $^3/_4$ Million DM an Kosten gespart.

Konstruktion und elektrische Eigenschaften des deutschen Koaxialkabels sind in zahlreichen Vorkriegsveröffentlichungen beschrieben worden [1]. Nur die wichtigsten Daten seien hier wiederholt:

Durchmesser des Innenleiters . . . . . 5 mm
Durchmesser des Außenleiters . . . . . 18 mm

Wellenwiderstand bei Frequenzen
über 100 kHz . . . . . $Z = 71$ Ohm reell,
Dämpfungskonstante

$$\frac{\beta}{\mathrm{N/km}} = 0{,}163 \sqrt{\frac{f}{\mathrm{MHz}}}.$$

4. Das Übertragungssystem

Für die Übertragung der Fernsehprogramme über die Ortskoaxialkabel wird — aus früher schon erörterten Überlegungen heraus [4] — eine Trägerfrequenz von 21 MHz mit positiver Zweiseitenband-Amplitudenmodulation benutzt. Mit einem Videoband von 6 MHz Breite erstreckt sich der Frequenzbereich auf dem Kabel also von 15 bis 27 MHz. Die Dämpfungskonstante des Koaxialkabels beträgt für 27 MHz 0,85 N/km, so daß bei einem maximalen Verstärkungsfaktor des Leitungsverstärkers von 6,8 N Verstärkerfeldlängen bis zu 8 km zulässig sind. Die beiden längeren Kabelstrecken in Hamburg sind dementsprechend unterteilt worden; es ergibt sich der in Bild 2 dargestellte Aufbau des Hamburger FsOl-Netzes. An den Trennstellen DBP/NWDR werden die Sendungen trägerfrequent übergeben. Beim Übergang von Funklinien (dm und UKW) auf Kabelstrecken sind jedoch Frequenzumsetzer von 21 MHz auf Videofrequenz und umgekehrt erforderlich. Nach den erfolgreichen Vorversuchen des Fernmeldetechnischen Zentralamts mit selbstgebauten Verstärkern und Demodulatoren sind diese Geräte von der Firma Felten & Guilleaume, Fernmeldeanlagen, Nürnberg (FGF) weiterentwickelt und in der neuen genormten Gestellbauweise für alle FsOl-Netze geliefert worden. Ein solches Gestell enthält als Einschübe einen oder mehrere Verstärker und die zugehörigen Netzanschlußgeräte, ein Bedienungsfeld und bei den Endstellen je nach Bedarf Demodulatoren und sog. Linienüberwachungen für jeweils eine Kabelstrecke. Bild 3 *) zeigt als Beispiel das in dem Amt Carl-Petersen-Straße befindliche Gestell. Es enthält von oben nach unten ein Anschlußfeld mit Netzsicherungen, ein Bedienungsfeld, drei Leitungsverstärker und die drei zugehörigen Netzgeräte.

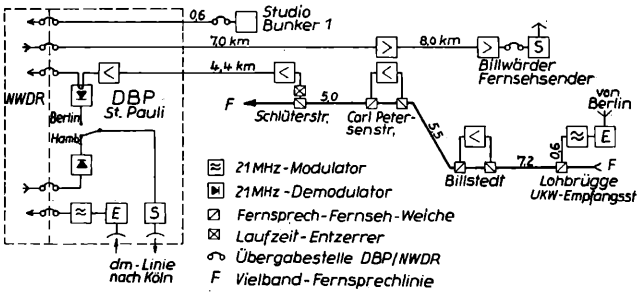


Bild 2. Das Fernseh-Ortsleitungsnetz Hamburg

Die Modulatoren und diejenigen Demodulatoren, die nicht unmittelbar mit Leitungsverstärkern zusammengeschaltet sind, sind Erzeugnisse der Fernseh GmbH und in dem nachfolgenden Aufsatz über die fernsehtechnischen Einrichtungen der dm-Linie beschrieben worden.

Im folgenden sollen die wichtigsten Einschübe der Verstärkergestelle kurz erläutert werden:

a) Der *Leitungsverstärker* (Bild 4 und 5) ist am Ein- und Ausgang mit je einem Übertrager abgeschlossen und an den Kabelwellenwiderstand von 71 Ohm angepaßt. Zur Verbesserung des Frequenzganges und der Anpassung dienen die in Serie bzw. parallel zu den Übertragern liegenden Resonanzglieder. Der Verstärkungsgrad in Abhängigkeit von der Frequenz entspricht dem Dämpfungsgang des Kabels und kann für verschiedene Längen zwischen 5 und 8 km mittels der Regler „Verstärkung" in Stufe 2 und 3 frequenzunabhängig und mit Hilfe der Regler „Entzerrung" in Stufe 4 und 5 frequenzabhängig, d. h. fächerförmig eingestellt werden. Die Regelung beruht auf der Veränderung von Gegenkopplungsgliedern in den genannten Röhrenstufen zwischen den Kathoden und Erde. Die Grundtendenz des mit der Frequenz ansteigenden Verstärkungsgrades wird durch induktive Anodenwiderstände in den ersten fünf Stufen erzielt, die zusammen mit den Röhrenkapazitäten Schwingkreise darstellen und auf eine Resonanzfrequenz von 30 MHz abgestimmt sind. Die ersten vier Stufen arbeiten mit der Röhre 18 042, die beiden letzten Stufen mit der 18 046, wobei in der Endstufe zwei Röhren parallel geschaltet sind, um die notwendige Ausgangsleistung zu erzielen. Der maximale Scheitelwert der Ausgangsspannung — entsprechend einer Übertragung von Bildweiß — beträgt 3 V an 71 Ohm (Normalpegel).

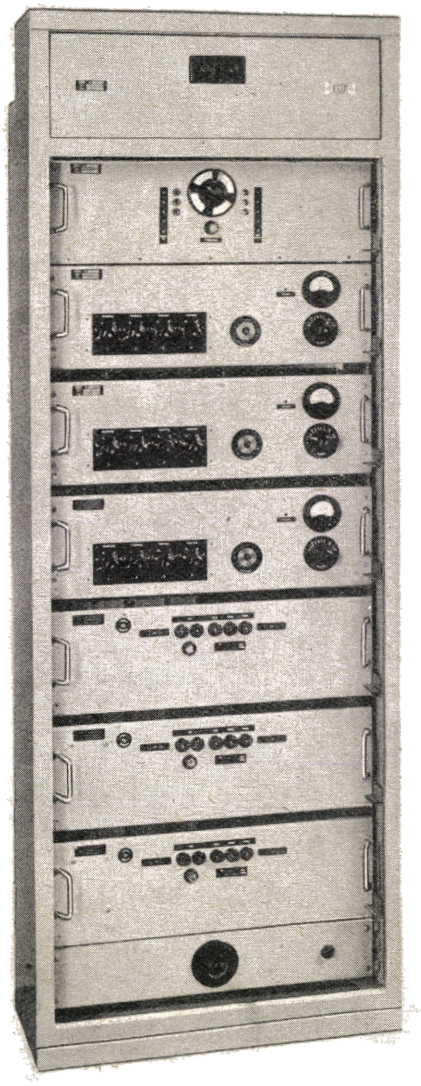


Bild 3. Kabelverstärkergestell

*) Die Aufnahmen zu den Bildern 3 und 5 wurden freundlicherweise von der Firma Felten & Guilleaume, Fernmeldeanlagen, Nürnberg, zur Verfügung gestellt.

Zur Einpegelung und zur Signalgabe bei Pegelausfall ist an den Ausgang ein einfacher Pilotempfänger hochohmig angeschaltet. Als Pilotfrequenz dient der Träger von 21 MHz, der auch in den Bildpausen — entsprechend Bildschwarz — mit 28 % seines Maximalwertes vorhanden ist. Die Trägerspannung wird über eine Röhrenstufe einer Kristalldiode zugeführt und betätigt nach ihrer Gleichrichtung das polarisierte Pegelkontrollrelais und den Pegelzeiger. Sinkt der Pegel unter den Schwarzwert, so fällt das Relais ab und löst über eine

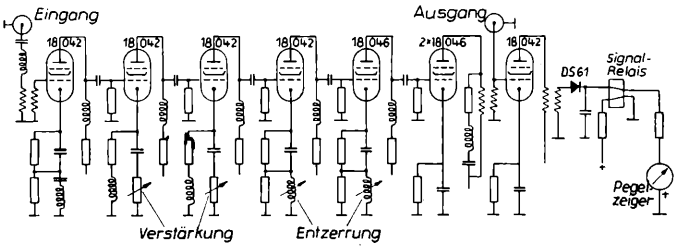


Bild 4. Prinzipschaltung des Kabelverstärkers

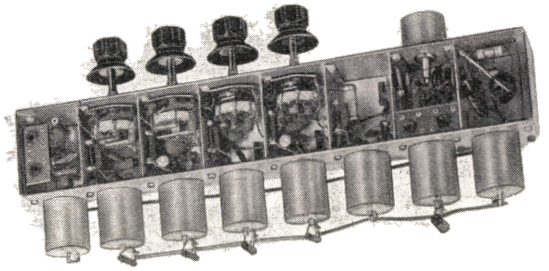


Bild 5. Verstärkerchassis, von unten gesehen

Signalleitung ein Alarmzeichen in der Linienüberwachung bei der dm-Endstelle aus. Um die Differenz zwischen Anzugs- und Abfallstrom in engen Grenzen zu halten, wird eine zweite Relaiswicklung mit einem konstanten Gegenstrom gespeist.

b) Der *Demodulator* erhält von dem vorgeschalteten Leitungsverstärker den trägerfrequenten Normalpegel. Der Eingang ist hochohmig gehalten, so daß der Demodulator auch in eine weiterführende Trägerfrequenzleitung eingeschleift werden kann (z. B. in Hamburg St. Pauli, siehe Bild 2). Die Schaltung des Gerätes enthält eine Trägerfrequenz-Verstärkerstufe, zwei über einen Übertrager angekoppelte Kristalldioden als Doppelweg-Gleichrichter und zwei parallel geschaltete Kathodenstufen für zwei gleichwertige Video-Ausgänge, die den videofrequenten Normalpegel von 1,5 V Spitze zu Spitze bei Bildweiß an 75 Ohm abgeben.

c) Die *Linienüberwachung* ist in der dm-Endstelle je Kabellinie einmal vorhanden und dient dazu, erstens die Leitungsverstärker der Linie über eine besondere Schaltleitung mit Hilfe von Gleichstromrelais netzseitig ein- und auszuschalten und zweitens über eine Signalleitung die Rückmeldungen der Verstärker über einen etwaigen Ausfall der örtlichen Netzspannung oder des Trägerfrequenzpegels entgegenzunehmen. Die längs der Linie geführte Schaltleitung dient gleichzeitig als Dienstsprechleitung in Omnibusschaltung.

d) Das *Bedienungsfeld* ist je Verstärkergestell einmal vorhanden und enthält die Schalt- und Signalrelais sämtlicher in dem betreffenden Gestell untergebrachten Geräte.

5. Übertragungseigenschaften

Um die mit Verstärkern ausgerüsteten Kabelstrecken auf ihre Brauchbarkeit für Fernsehübertragungen zu prüfen, wurden Messungen mit der Rechteckwellenmethode [7] vorgenommen. Dabei wurden zwischen Rechteckgenerator und Leitungseingang ein Modulator und zwischen Leitungsausgang und Breitbandoszillograph ein Demodulator eingeschaltet. Bei Benutzung eines 21-MHz-Breitbandoszillographen am Leitungsende kann man auf den Demodulator verzichten. Die Auswertung der an den einzelnen Strecken aufgenomme-

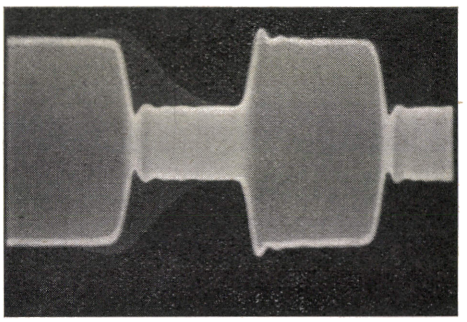


Bild 6. Trägerfrequenz-Oszillogramm von 325 kHz-Rechteckwellen, übertragen über die Strecke St. Pauli—Billwärder

nen Oszillogramme (Beispiel in Bild 6) ergibt, daß die Einschwingvorgänge bezüglich Flankensteilheit und Überschwingen vorläufig den Anforderungen des 625-Zeilen-Systems genügen. Dabei sind die in dem Oszillogramm erkennbaren Einschwingverzerrungen größtenteils durch die noch behelfsmäßige Meßapparatur und nicht durch die trägerfrequente Kabelstrecke verursacht. Bei subjektiver Betrachtung der Fernsehbilder ist keine Qualitätsverschlechterung durch die Kabelübertragungen festzustellen.

Diese Ergebnisse konnten erst erzielt werden, nachdem durch Vorarbeiten Stoßstellen auf dem Kabel, an den Ein- und Ausgängen der Verstärker, der elektrischen Weichen und der die Leitungen abschließenden Endgeräte sorgfältig beseitigt waren. Diese Untersuchungen wurden mit Hilfe der von der Firma Deutsche Werke Apparatebau Kiel entwickelten Impulsecho- und Impulsmitfluß-Meßgeräte durchgeführt. Diese Geräte arbeiten mit einem 21-MHz-Impuls, dessen Frequenzspektrum dem betriebsmäßigen Übertragungsbereich entspricht. Bild 7 zeigt ein Beispiel für ein Mitflußoszillogramm. Der auf den Leitungsanfang gegebene

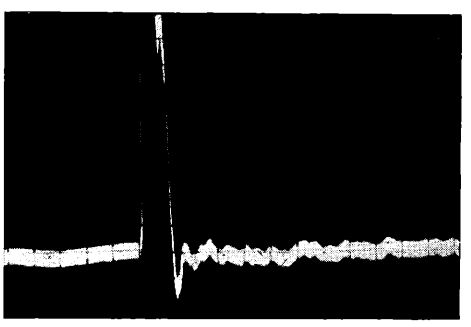


Bild 7. Mitflußoszillogramm eines über die Strecke St. Pauli—Billwärder übertragenen 21 MHz-Impulses

Impuls erscheint im Oszillogramm am Ende der Strecke mit einer Reihe nachfolgender Mitflußimpulse kleinerer Amplitude, die unterwegs durch Mehrfachreflexionen des Hauptimpulses an den erwähnten Stoßstellen hervorgerufen werden. So rührt z. B. der gleich hinter dem Hauptimpuls nach 0,7 µs mit 1,5 % Amplitude erscheinende negative Mitflußimpuls von zwei Stoßstellen her, die im Abstand von 100 m im ersten Verstärkerfeld lagen.

An weiteren Verbesserungen der Übertragungseigenschaften der Ortskabellinien wird noch gearbeitet. Das Ziel ist, die durch die Weitverbindungen zwangsläufig gegebenen Verzerrungen durch Ortsverbindungen möglichst nicht zu vergrößern.

6. Zusammenfassung

Die im Anschluß an die drahtlosen Fernseh-Fernlinien eingerichteten Ortskabellinien haben gezeigt, daß das 21-MHz-Trägerfrequenzsystem eine sehr gute Bildübertragung bei geringem technischen Aufwand gewährleistet, insbesondere, solange noch auf alte Kabelbestände zurückgegriffen werden kann.

In Zukunft wird man das für Fernseh-Fernkabellinien vorgesehene dünnere Koaxialkabel nach der CCIF-Empfehlung mit 2,6 mm Innen- und 9,4 mm Außendurchmesser der Einheitlichkeit halber auch für Ortskabellinien verwenden. Die maximale Verstärkerfeldlänge wird zwar auf etwa 4½ km bei 6,8 N herabgesetzt, jedoch werden die Mehrkosten für zusätzliche Verstärker durch den erheblich geringeren Kabelpreis des dünneren Kabels ausgeglichen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *R. Hoffmann:* Fernsehkabeltechnik. Fernmeldepraxis 29 (1952), S. 337.

[2] *F. Schröter:* Gedanken zur Fernsehausbreitung. Jahrb. d. el. Fernmeldewesens 1940, S. 286—321.

[3] *H. Düll:* Die Technik der deutschen Trägerfrequenzkabel. Fernmelde-Ingenieur 6 (1952), H. 1.

[4] *R. Hoffmann* und *J. Müller:* Trägerfrequente Kabelübertragung auf Fernsehzubringerleitungen. FTZ 5 (1952), S. 173—177.

[5] a) *G. Fuchs:* Caractéristiques des paires coaxiales aux fréquences intéressant la transmission de télévision à haute définition. Câbles et Transmission 4 (1950), S. 248—254.
b) *M. Reichelt:* Das Impulsmeßverfahren in der Leitungsmeßtechnik. Fernmeldepraxis 27 (1950), S. 609—612.

[6] *W. Scholz:* Richtfunkverbindung auf Ultrakurzwellen für den Fernseh-Programmaustausch mit Berlin. FTZ 5 (1952), S. 539—544.

[7] *J. Müller:* Die Prüfung von Fernsehübertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. Funk und Ton (1952), S. 617—631.

G. Die fernsehtechnische Ausrüstung

Von **H. Bödeker,** Darmstadt

Mit 5 Bildern

DK 621.397.743

Die fernsehtechnischen Geräte zur Prüfung und Überwachung der Verbindung, sowie die Einrichtungen für die Zusammenschaltung der örtlichen Studios und Fernsehsender mit der Richtverbindung werden beschrieben.

The technical devices for testing and monitoring and the equipment installed to connect the local studios and the television transmitters with the directional television link Hamburg—Cologne are described.

Les dispositifs techniques de vérification et de surveillance ainsi que l'équipement installé pour raccorder les studios locaux et les émetteurs de télévision à la ligne hertzienne Hamburg—Cologne sont décrits.

Zur Einpegelung und Überwachung der Richtfunkverbindung sind eine Reihe von fernsehtechnischen Prüf- und Kontrollgeräten erforderlich. Außerdem sind in den „Endstellen", die in allen Großstädten mit eigenen Fernseh-Studios oder -Sendern errichtet werden, besondere Schalteinrichtungen notwendig, die die Richtfunk-„Sammelschiene" mit den Ortsleitungen in der jeweils gewünschten Weise verbinden.

Im folgenden werden diese Einrichtungen kurz beschrieben.

1. Die Fernseh-Kontrollempfänger

Um die ankommenden und abgehenden Fernsehsendungen zu überwachen, sind alle End- und Relaisstellen der Fernseh-Richtfunkverbindungen mit je einem Kontrollempfänger ausgestattet, der einen Oszillographen zur Pegel- und Impulskontrolle und eine Bildröhre zur Wiedergabe des übertragenen Fernsehbildes enthält. Die richtigen Pegelverhältnisse sind durch Striche auf dem Oszillographenschirm markiert. Die Einstellung des Oszillographen kann durch eine Eichspannung kontrolliert werden. Im allgemeinen ist ein Doppelstrahl-Oszillograph eingebaut, dessen oberes Oszillogramm die Spannungen des Fernsehbildes über zwei Zeilen mit den Horizontal-Synchronsignalen zeigt, während das untere die Vertikal-Synchronimpulse im Spannungsverlauf des Bildinhalts über zwei Teilbilder — d. h. während eines vollständigen Bildes — wiedergibt. Die Betrachtung des Fernsehbildes auf dem Schirm der Bildröhre läßt mancherlei Fehler erkennen, die in den Oszillogrammen nicht zu beobachten sind. Der Kontrollempfänger wird mit dem videofrequenten Bildsignalgemisch und Normalpegel beschickt.

Die von der Firma Telefunken erbaute dm-Fernsehrichtfunkverbindungsstrecke Hamburg—Köln ist mit Kontrollempfängern ausgerüstet, die die Fernseh GmbH Darmstadt hergestellt hat (Bild 1, rechts). Bei der von der Firma C. Lorenz AG., Werk Pforzheim, zu errichtenden dm-Strecke Köln—Frankfurt wird ein ähnliches Kontrollgerät in ein Gestell der dm-Apparatur jeder End- und Relaisstation eingebaut.

Als Kurzbezeichnung dieses Kontrollgerätes hat sich im Bereich der Deutschen Bundespost das Wort „Streckenempfänger" eingebürgert.

2. Die Prüfbildgeber

Die größeren Endstellen sind mit Fernsehbildgebern ausgerüstet, damit die auf Wunsch der Rundfunkgesellschaften geschalteten Fernsehübertragungswege vor der Übergabe betriebsmäßig eingepegelt und durchgeprüft werden können. Da das vollständige Fernsehsignal aus den Synchronisierimpulsen und den Bildsignalen zusammengesetzt ist, müssen Geräte zur Erzeugung der Synchronisierimpulse (Impulszentrale, Taktgeber), zur Abtastung von Bildvorlagen (Monoskopbild-, Diapositiv- und Filmabtaster) und zur Zusammensetzung der Signale (Signalmischer) aufgestellt werden.

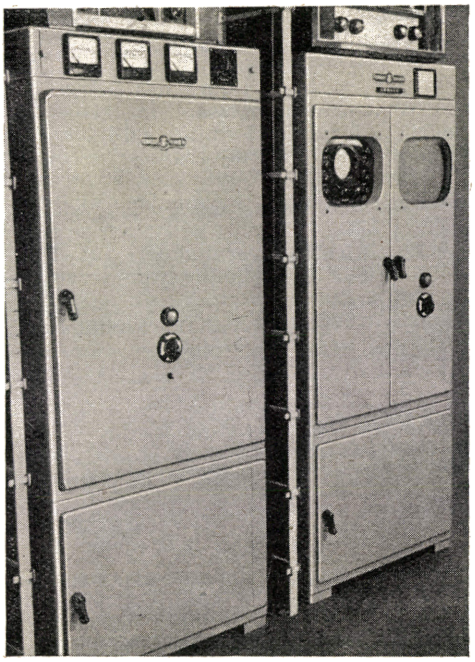


Bild 1. Modulatorschrank und Streckenempfänger in der Endstelle Hannover

Eine Impulszentrale mit Monoskopabtaster, die von der Firma C. Lorenz AG., Werk Pforzheim, hergestellt ist, zeigt Bild 2. Eine solche Anlage liefert die Synchronisierimpulse und die Signale eines festen Testbildes getrennt voneinander. Ihre Zusammensetzung erfolgt in einem videofrequenten Signalmischer, gebaut von der Fernseh GmbH, der in einem Schrankgehäuse (siehe Bild 1, linkes Gerät) untergebracht ist. In den Endstellen Hannover, Köln und Frankfurt (gr. Feldberg im Taunus) sind solche Geräte aufgestellt. In Hamburg wird eine Impulszentrale der Fernseh GmbH verwendet.

Der Diapositiv-Abtaster gestattet die Übertragung verschiedenartiger Testbilder und Halbtonbilder von Kleinbilddiapositiven im Format 24 × 36 mm. Solche Abtaster, hergestellt von der Fernseh GmbH (Bild 3), werden in Köln, Hamburg und Frankfurt betrieben.

Manche Fehler in den Übertragungseinrichtungen und -leitungen zeigen sich nur dann, wenn die Bildsignale dauernd wechseln, wie dies bei der Fernsehübertragung von Filmen der Fall ist. Für diese Prüfung werden Filmabtaster für normale Kinofilme in den Endstellen Hamburg und Frankfurt aufgestellt. Bild 4 zeigt einen solchen, von der Fernseh GmbH gebauten Filmabtaster. Das vom Bildsignalmischer gelieferte videofrequente Fernsehsignalgemisch ist an Buchsen des Betriebsschaltfeldes herangeführt und kann hier an die zu prüfenden Fernsehleitungen weitergegeben werden. Die richtigen Pegelwerte dieses Gemisches werden mit dem Streckenempfänger geprüft. Ein Ausgang des Mischers ist zu diesem Zweck mit dem Kontrollschaltfeld verbunden.

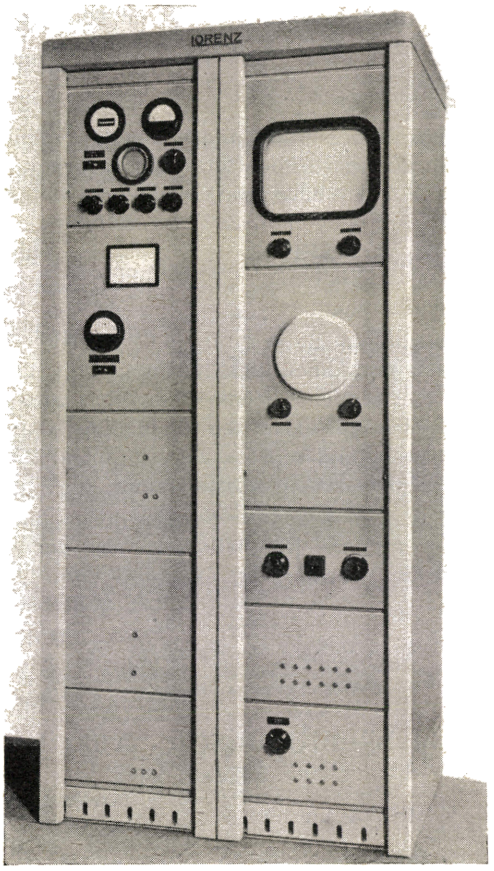


Bild 2. Impulszentrale und Monoskopabtaster der Fa. C. Lorenz A. G.

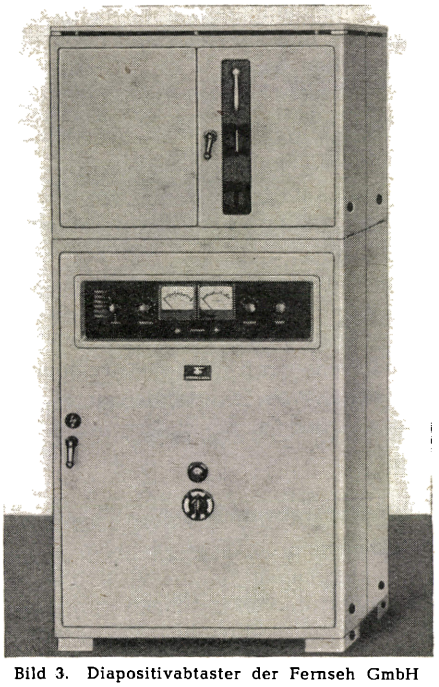


Bild 3. Diapositivabtaster der Fernseh GmbH

3. Der Streckenmodulator und -demodulator

Zur Weitergabe der Fernsehsendungen über trägerfrequent betriebene Zuleitungen zu den örtlichen Rundfunkgesellschaften bzw. deren Fernsehsendern muß das

videofrequente Signalgemisch einem Träger von 21 MHz aufmoduliert werden. Hierzu ist der Zubringerleitung ein besonderer Modulator („Streckenmodulator") zugeordnet. Seine Schaltung wurde so ausgestaltet, daß Pegelschwankungen der Synchronisierimpulse, d. h. des Synchronpegels, automatisch ausgeglichen werden. Der Rundfunkgesellschaft und dem Fernsehsender wird also ein stets gleichbleibender Synchronpegel geliefert. Die Größen des Synchronpegels und des max. Weißpegels (d. i. die max. Spitzenspannung bei den Weißwerten des Bildes) werden je an einem Meßinstrument angezeigt, die im Oberteil des Modulatorschrankes angebracht sind (siehe Bild 1, linkes Gerät).

An dem Ausgang des Modulators liegt das Breitbandkabel. Gleichzeitig ist hochohmig ein Meßdemodulator angekoppelt, der das videofrequente Fernsehsignal wiedergewinnt und über das Kontrollschaltfeld an den Streckenempfänger weitergibt. Durch diese „Mitsehkontrolle" ist neben der Pegelbeobachtung des Kabeleingangsignals auch die Möglichkeit geboten, Fehler im

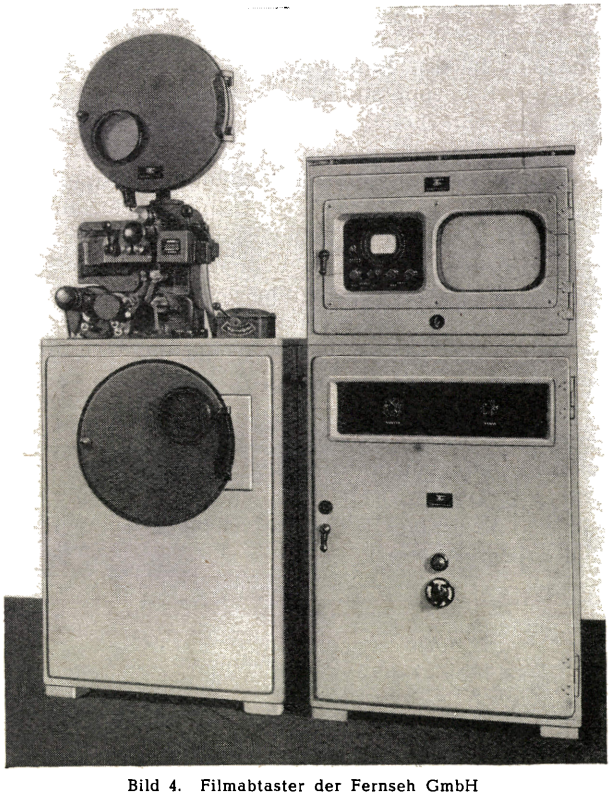


Bild 4. Filmabtaster der Fernseh GmbH

Breitbandkabel bis zum ersten Zwischenverstärker zu erkennen und ihre Größen und Lagen ungefähr abschätzen zu können. Kabelfehler wirken bekanntlich als Stoßstellen, an denen ein Teil der Energie reflektiert wird, der zum Kabelanfang zurückläuft. Dies äußert sich hier im Fernsehbild als ein der Fehlergröße entsprechend kräftiges zweites Bild, das rechts vom Ursprungsbild je nach Phasendrehung an der Stoßstelle positiv oder negativ erscheint. Die Rechtsverschiebung ist der doppelten Laufzeit der Spannungswelle zwischen Kabelanfang und Stoßstelle proportional.

Fernsehsendungen, die vom Studio bzw. der Schaltstelle der örtlichen Rundfunkgesellschaft trägerfrequent über das Zubringerkabel ankommen und weitergeleitet werden sollen, werden durch einen dem Kabel zugeordneten Demodulator („Streckendemodulator") in das videofrequente Signalgemisch zurückverwandelt und an das Betriebsschaltfeld geführt. Ein zweiter Ausgang dieses Demodulators ist mit dem Kontrollschaltfeld verbunden.

Der Streckenmodulator mit einem Meßdemodulator, der Streckendemodulator und der Bildsignalmischer sind zusammen in dem Modulatorschrank untergebracht (Bild 1, links). Ein solches Gerät ist in der Fernsehübertragungsstelle Hamburg aufgestellt. Dasselbe Gerät, jedoch ohne den Streckendemodulator, wird in Hannover benutzt. Hier ist dieser Demodulator mit dem Kabelendverstärker und dem Betriebsschaltfeld zusammen im Kabelverstärkergestell untergebracht, das von der Fa. Felten und Guilleaume, Werk Nürnberg, gebaut worden ist. In Köln wird wegen der rein videofrequenten Übergabe zwischen Rundfunkgesellschaft und Post nur der Bildsignalmischer gebraucht. Das in Frankfurt zur Aufstellung vorgesehene Gerät wird den Streckenmodulator mit Meßdemodulator und den Bildsignalmischer enthalten.

4. Das Betriebsschaltfeld

In den Endstellen der Fernsehrichtfunkstrecken führen, wie anfangs bereits gesagt wurde, alle Fernsehortsleitungen zusammen, damit hier die von den Rundfunkgesellschaften gewünschte Verteilung des Fernsehprogramms vorgenommen werden kann. Zu diesem Zweck sind die Leitungen an Buchsen (für Koaxialkabel) eines „Betriebsschaltfeldes" herangeführt. Mit Rücksicht darauf, daß die dm-Richtfunksender mit einem videofrequenten Fernsehsignalgemisch gespeist werden müssen und die dm-Richtfunkempfänger ein ebensolches Signal liefern, wurden diese Schaltfelder für die videofrequente Zusammenschaltung der Verbindungswege eingerichtet, obwohl die Ortsleitungen in der Regel einen modulierten Träger übertragen *). Als Schaltelemente sind einfache Bügelstecker in koaxialer Ausführung und hierzu passende Buchsen mit je einem Schaltkontakt benutzt worden. Dieser Schaltkontakt schließt die Leitung mit einem Widerstand von 75 Ohm ab, wenn sie für die Übertragung nicht benutzt wird.

Die Schaltfelder der einzelnen Fernsehübertragungsstellen wurden, den jeweiligen örtlichen Verhältnissen entsprechend, verschieden ausgeführt. Als Beispiel ist in Bild 5 das Stromlaufschema des Betriebsschaltfeldes der Fernsehübertragungsstelle Köln dargestellt. Zu der Schaltstelle der örtlichen Rundfunkgesellschaft (NWDR), die sich im gleichen Haus befindet, führen verhältnismäßig kurze Leitungen zur Übergabe und Entgegennahme der Fernsehsendungen, die hier aus Gründen der Einfachheit videofrequent betrieben werden. Die gewählte Ausführungsform dieses Betriebsschaltfeldes gibt sowohl der angeschlossenen Rundfunkgesellschaft als auch der Deutschen Bundespost alle Möglichkeiten der Programmgestaltung und -verteilung. Im oberen Teil von Bild 5 sind die dm-Fernsehrichtfunkgeräte schematisch angedeutet. Zum Fernsehsender des NWDR

*) Ein Schaltfeld in der Form der Kreuzschienenverteiler, wie sie im Rundfunk üblich sind, wird z. Z. sowohl für die videofrequente als auch für die trägerfrequente Programmverteilung entwickelt.

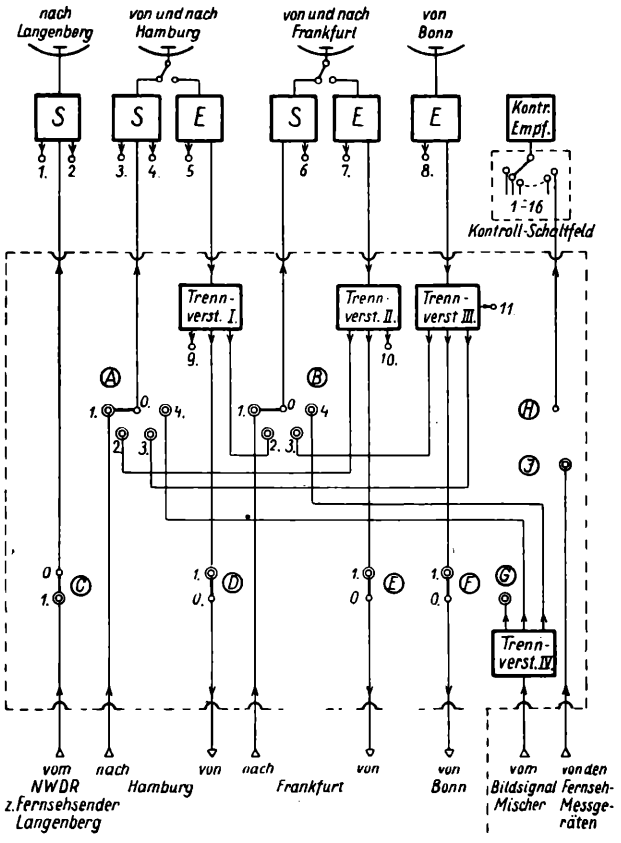


Bild 5. Stromlaufschema der Fernsehübertragungsstelle Köln

in Langenberg führt eine von der NWDR-Schaltstelle Köln über den Bügelstecker *C* im allgemeinen fest durchgeschaltete Verbindung zu dem mit *S* (Sender) bezeichneten dm-Sendegerät. (Die dm-Richtfunkstrecke läuft über die Relaisstation Wuppertal nach Langenberg. Der Fernsehsender wird dort über ein etwa 250 m langes Breitbandkabel mit der von der dm-Empfangsendstelle gelieferten Videofrequenz ohne Zwischenverstärkung gespeist.) Zu Prüfzwecken kann die Verbindung bei *C* getrennt werden. Beispielsweise kann die von der Kölner NWDR-Schaltstelle ankommende Leitung zur Prüfung mit dem Streckenempfänger verbunden werden (Buchse *C* 1 wird mit Buchse *H* verbunden und Taste 16 des Kontrollschaltfeldes wird gedrückt). Soll die dm-Strecke bis Langenberg geprüft und eingepegelt werden, so wird ein Prüfsignal über den Trennverstärker IV oder über Buchse *J* auf das dm-Sendegerät gegeben (Buchse *G* bzw. *J* wird mit Buchse *C* 0 verbunden). Durch Drücken der Tasten 1 oder 2 des Kontrollschaltfeldes kann der Ein- oder Ausgangspegel des dm-Senders nachgeprüft werden. Die Schaltbuchsen *A* 1 bis *A* 4 und *B* 1 bis *B* 4 sind im Kreise um die Buchse *A* 0 bzw. *B* 0 herum angeordnet. Mittels eines Bügelsteckers läßt sich hier die gewünschte Verbindung herstellen.

5. Das Kontrollschaltfeld

In den Relaisstellen wird das durchlaufende Signal am Ausgang des ZF-Verstärkers und am Sender-Ausgang überwacht. Hier wird der Streckenempfänger mittels eines biegsamen Koaxialkabels von Hand wahlweise an den einen oder den anderen Kontrollpunkt angeschlossen. In den Endstellen, in denen eine größere Zahl von Kontrollpunkten zu überprüfen ist, sind die Leitungen von diesen Punkten an Schaltrelais herangeführt, die in einem Untersatzschrank des Streckenempfängers angeordnet sind und durch Drucktastenkontakte betätigt werden. Der Drucktastenstreifen ist in das Oberteil des Streckenempfängers eingesetzt. Beim Drücken einer Taste wird die vorher betätigte Taste ausgelöst und springt heraus, während die gedrückte Taste festgehalten wird. Gleichzeitig schaltet das zugehörige Relais den Streckenempfänger an die von dem gewählten Kontrollpunkt abgehende Leitung. Die Leitungen von den übrigen Kontrollpunkten sind über die Umschaltkontakte der nicht betätigten Schaltrelais je mit einem Widerstand von 75 Ohm abgeschlossen. Die Ansicht eines solchen Kontrollschaltfeldes mit aufgesetztem Streckenempfänger zeigt Bild 1 (rechtes Gerät).

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 7, JULI 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Eine Lösung für einen praktisch frequenzunabhängigen Übergang zwischen einem HF-Koaxialkabel und einer erdsymmetrischen HF-Leitung

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt

Von **H. Graziadei**, Darmstadt

Mit 14 Bildern

DK 621.396.67

Die im kommerziellen Sendedienst gebräuchlichen Breitband-Richtantennen benötigen erdsymmetrische Speiseleitungen. Konstruktiv einfache Sender-Antennen-Wahlschalter für universelle Verwendbarkeit lassen sich hingegen nur für erdunsymmetrische Leitungen herstellen. Der Übergang zwischen beliebigen symmetrischen und unsymmetrischen Leitungen war bisher nur über ein abzustimmendes Zwischenglied möglich. Eine betrieblich bereits erprobte, neuartige Anordnung, die S-T-Leitung, deren theoretische und praktische Eigenschaften der Aufsatz beschreibt, löst die gleiche Aufgabe abstimmungslos.

Broad-band directive antennas in commercial short wave radio links require balanced feeders. Universal selector switches for transmitting antennas of sufficiently simple construction are only available for unbalanced transmission lines. Up to now, the changeover between balanced and unbalanced transmission lines was only possible by means of tuning devices. This paper describes a new arrangement, the so called S-T-line, which enables the transition from balanced to unbalanced lines without tuning devices.

Les antennes directives à large bande utilisées dans les liaisons radioélectriques à ondes courtes nécessitent des feeders d'alimentation équilibrés. Un dispositif universel de simple construction, le dit commutateur sélecteur pour les antennes d'émission ne pouvait être réalisé que dans le cas d'utilisation de lignes de transmission non équilibrées. Le passage à volonté entre des lignes équilibrées et des lignes non équilibrées n'était possible à effectuer, jusqu'à présent, que par l'emploi d'éléments d'accord. Le présent exposé contient la description des propriétés d'un nouvel arrangement, la dite ligne S T, permettant la transition en question sans avoir à employer un élément d'accord.

I. Übersicht

Im allgemeinen ist ein Sender — nur dieser Fall wird behandelt — nicht unmittelbar mit den Antennenklemmen verbunden, sondern meist mittelbar über eine mehr oder weniger lange HF-Energieleitung. Diese kann erdunsymmetrisch oder erdsymmetrisch aufgebaut sein. Typische Vertreter der beiden Leitungsarten sind beispielsweise das Koaxialkabel und die offene Zweidraht-Leitung.

Die Technik der HF-Leitungen wird vor allem im Bereich der Kurzwellen und Ultrakurzwellen von zwei grundlegenden Aufgaben beherrscht. Die eine von ihnen, nämlich die Transformation, betrifft den Übergang zwischen Leitungsabschnitten von verschiedenem Wellenwiderstand. Die andere Aufgabe, die Unsymmetrierung, die im folgenden auch kurz Symmetrierung genannt werden soll, betrifft den Übergang zwischen den beiden Leitungsarten, wie etwa zwischen einem unsymmetrischen Kabel und einer symmetrischen Freileitung. Da unsymmetrische Leitungen zwangsläufig niederohmig sind — beispielsweise haben koaxiale Kabel einen Wellenwiderstand in der Größenordnung von 60 Ω —, während symmetrische Systeme hochohmig sind und in der einfachsten und daher gebräuchlichsten Ausführung einen Wellenwiderstand von 500 bis 600 Ω haben, ist die Aufgabe der Symmetrierung fast stets auch mit der gleichzeitigen Aufgabe der Transformation gekoppelt. Diesem Fall gilt im folgenden das Hauptaugenmerk.

Je nach dem möglichen Frequenzbereich lassen sich Anordnungen unterscheiden, die entweder nur bei einer einzigen Frequenz, nämlich bei ihrer Resonanzfrequenz, richtig arbeiten oder auch durch Kompensationsschaltungen in einem mehr oder weniger breiten Frequenzbereich oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz brauchbar sind und Anordnungen ohne Resonanzfrequenz, die einen extrem großen Frequenzbereich erfassen, dessen Umfang hauptsächlich von den baulichen Abmessungen abhängt. Anordnungen der ersten Art sollen frequenzabhängig, Anordnungen der zweiten Art sollen frequenzunabhängig genannt werden.

Bekannte Transformationsanordnungen sind die $\lambda/4$-Transformationsleitung und die frequenzunabhängige Exponentialleitung. Die am meisten verbreiteten Anordnungen zur Symmetrierung sind der $\lambda/4$-Sperrtopf und die $\lambda/4$-Symmetrierungsschleife; sie führen im angelsächsischen Schrifttum die Sammelbezeichnung balun. Diese Anordnungen und alle ihre Abarten transformieren nur im Verhältnis 1 : 1. Daneben gibt es eine weitere Klasse von Symmetrierungsgliedern, die gleichzeitig auch eine echte Transformation leisten. Als ihr typischer Vertreter sei die $\lambda/2$-Umwegleitung angeführt, die im Verhältnis 1 : 4 transformiert. In dieser Klasse sind zahllose, oft überaus geistvolle Unterarten mit zum Teil sehr großem Frequenzbereich zu finden. Ihr Transformationsverhältnis ist allerdings nicht beliebig wählbar, sondern beträgt je nach Ausführung 1 : 4, 1 : 9 oder 1 : 16. Aus diesem Grunde und wegen ihres ziemlich verwickelten Aufbaus haben sie sich in der Praxis nicht durchsetzen können. Zusammenfassende Darstellungen geben beispielsweise *H. Meinke* [1] und *A. Ruhrmann* [2]. Einen ähnlichen Überblick vermittelt eine Arbeit von *J. A. Nelson* und *G. Stavis* [3].

Es hat in der Vergangenheit nicht an Versuchen gefehlt, um die mit dem Wesen der Symmetrierung so eng verknüpfte Frequenzabhängigkeit auf einfache Weise unschädlich zu machen. Die hier beschriebene Anordnung zur Symmetrierung und Transformation, die erstmalig im obigen Sinne frequenzunabhängig ist, bedeutet die Erfüllung eines alten Wunsches der HF-Technik. Die Anordnung ist in Form einer Leitung aufgebaut und soll daher als Symmetrierungs- und Transformations-Leitung oder abgekürzt einfach als S-T-Leitung bezeichnet werden. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist die koaxiale Speisung von symmetrischen Breitband-Antennen, vor allem von Rhombusantennen.

II. Prinzip und Wirkungsweise der S-T-Leitung

1. Das Grundsätzliche der Anordnung

Das Prinzip der S-T-Leitung *) ist so einfach, daß es erstaunlich sein mag, daß die hier beschriebene Lösung bisher übersehen worden ist. Eine gewisse Erklärung dürfte darin liegen, daß die überraschende Wirkungsweise von vornherein nicht ohne weiteres übersehbar war.

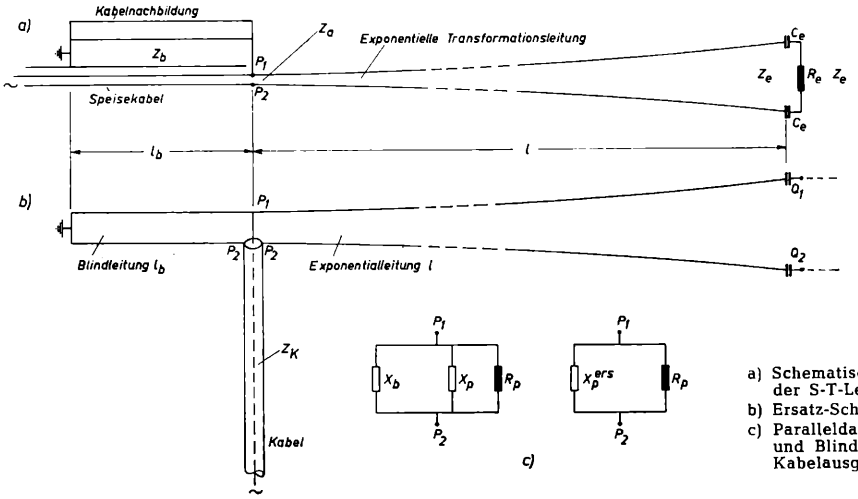


Bild 1.
a) Schematische Anordnung der S-T-Leitung
b) Ersatz-Schaltbild
c) Paralleldarstellung des Wirk- und Blindwiderstandes am Kabelausgang

Bild 1 a zeigt schematisch die grundsätzliche Anordnung. Wie die Ersatzschaltung von Bild 1 b besonders deutlich erkennen läßt, besteht die Anordnung im wesentlichen aus der Parallelschaltung einer sogen. teilkompensierten Exponentialleitung und einer Blindleitung an den Ausgangsklemmen P_1, P_2 des speisenden Koaxialkabels. Die symmetrische Leitung liegt an den Endklemmen Q_1, Q_2 der Exponentialleitung. Die Ersatzschaltung entsteht aus der tatsächlichen Schaltung von Bild 1 a dadurch, daß die stromführende Außenhaut des Kabelmantels gleichsam losgeschält wurde und als selbständiger Leiter gezeichnet ist. Die äußere Oberfläche des Kabelmantels ist daher im Ersatzbild als stromlos zu betrachten.

Die Exponentialleitung hat den niederohmigen Anfangs-Wellenwiderstand Z_a und den hochohmigen End-Wellenwiderstand Z_e. Der Anfangswert Z_a kann mit dem Wellenwiderstand des Speisekabels übereinstimmen, der Endwert Z_e mit dem Wellenwiderstand der abgehenden symmetrischen Leitung.

Die an ihrem einen Ende kurzgeschlossene und unter Umständen geerdete Blindleitung hat den konstanten Wellenwiderstand Z_b und eine Länge l_b, die um eine Größenordnung kleiner ist als die Länge l der Exponentialleitung. Die abgehende symmetrische Leitung sei in fortschreitenden Wellen erregt, so daß ihr Eingangs-Wirkwiderstand $R_e = Z_e$ im Verein mit den beiden Serien-Kapazitäten C_e den komplexen Abschlußwiderstand der Exponentialleitung bildet (Bild 1 a). Der komplexe Abschlußwiderstand wird von der Exponentialleitung in einen ebenfalls komplexen Anfangswiderstand transformiert, der zwischen den Klemmen P_1, P_2 auftritt. Seine Komponenten in der Paralleldarstellung sind R_p und X_p. Ihnen parallel geschaltet ist ferner der Anfangs-Blindwiderstand X_b der Blindleitung. Das Bild 1 c soll dies verdeutlichen.

*) Deutsche Patente: Nr. 845 967 (26. 2. 1949) und Nr. 856 645 (2. 11. 1950). Anm: Deutsche Bundespost, Erf.: Dr. *H. Graziadei*. Auslandsanm.: Siemens & Halske AG, Berlin und München.

II. Prinzip und Wirkungsweise der S-T-Leitung

1. Das Grundsätzliche der Anordnung

In Übereinstimmung mit dem Ersatzbild 1 b ist auf Bild 1 c links der Blindwiderstand X_b und sind rechts die Komponenten X_p und R_p gezeichnet. Es ist unschwer einzusehen, daß diese drei Widerstände erdsymmetrisch sind, das heißt, daß ihre Mitten im Gedankenversuch ohne Störung der Schaltung geerdet werden könnten. Die Ausgangsklemmen P_1, P_2 des Kabels (Bild 1 b) weisen daher eine erdsymmetrische Spannung auf; die ursprünglich unsymmetrische Kabelspannung ist also an dieser Stelle symmetriert. Damit ist allerdings nur das Auftreten von Mantelwellen unterbunden, aber die eigentliche Aufgabe ist keineswegs gelöst, solange nicht auch die Blindwiderstände X_b und X_p unschädlich gemacht worden sind. Dazu ist erforderlich, daß der resultierende Ersatz-Blindwiderstand X_p^{ers} (Bild 1 c) den Wert unendlich annimmt oder zumindest sehr hochohmig ist gegenüber dem Wirkwiderstand R_p. Da der Blindwiderstand X_p stets kapazitiv ist, wie noch gezeigt werden soll, muß X_b einen annähernd gleich großen induktiven Wert besitzen. Auf den ersten Blick scheint das nur für eine einzige Frequenz erreichbar zu sein. Tatsächlich hat aber der kapazitive Blindwiderstand X_p die verblüffende Eigenschaft, daß sein Frequenzverhalten dem einer Induktivität weitgehend ähnlich ist; der absolute Wert von X_p sinkt nämlich, ähnlich wie der absolute Wert von X_b, mit steigender Wellenlänge. Dadurch besteht die Möglichkeit zur gegenseitigen Kompensation der beiden Blindwiderstände in einem extrem großen Frequenzbereich.

Nach dieser qualitativen Betrachtungsweise soll die quantitative Seite der Aufgabe in den Vordergrund treten.

2. Die Exponentialleitung

Das Ziel der folgenden Betrachtung ist die Berechnung von R_p und X_p (Bild 1 c). Die wesentlichen Eigenschaften der Exponentialleitung haben bereits *Chas. R. Burrows* [4] und *H. A. Wheeler* [5] angegeben. Zur weiteren begrifflichen Klärung haben besonders die Arbeiten von *A. Ruhrmann* [6, 7] vieles beigetragen. Eine darauf aufbauende besonders anschauliche Darstellung mit einfachen Bemessungsvorschriften ist *O. Zinke* [8] zu verdanken.

Der innere Wellenwiderstand der Exponentialleitung (*A. Ruhrmann* nennt ihn den transformierenden Kettenwiderstand) ist komplex und läßt sich in der Form schreiben

$$\mathfrak{Z}_x = Z_a \cdot e^{\mu x} \cdot e^{j\zeta} = Z_a \cdot e^{\mu x} \cdot (\cos\zeta + j \cdot \sin\zeta) = Z_a \cdot e^{\mu x} \cdot (w + j \cdot v) \quad (1)$$

mit $$w = \sqrt{1 - v^2} \tag{2}$$

und $$v = -\mu \cdot \frac{\lambda}{4\pi} = -\frac{\ln \ddot{u}}{l} \cdot \frac{\lambda}{4\pi}. \tag{3}$$

Maßgebend für die geometrische Dimensionierung der Exponentialleitung ist der äußere Wellenwiderstand oder — einfacher bezeichnet — Wellenwiderstand

$$Z_x = Z_a \cdot e^{\mu x} \quad \text{bzw.} \quad Z_e = Z_a \cdot e^{\mu l} = Z_a \cdot e^{\ln \ddot{u}}. \tag{4}$$

Dabei ist Z_x der Wellenwiderstand in der Entfernung x vom Anfangswert Z_a. Weiter ist das Transformationsverhältnis $\ddot{u}$ gegeben durch $\ddot{u} = Z_e/Z_a$. Anfangswert Z_a und Endwert Z_e des Wellenwiderstandes sind dabei durch die Energierichtung festgelegt, das heißt, daß die Energie stets in der Richtung von Z_a nach Z_e fließen soll. Je nachdem, ob der Wellenwiderstand in der Energierichtung steigt oder fällt, wird daher das Vorzeichen von $\ln \ddot{u}$ positiv oder negativ.

Wird die Exponentialleitung an ihrem Ende mit einem zunächst beliebigen, komplexen Widerstand $\mathfrak{R}_e$ abgeschlossen, so lautet die Transformationsbeziehung für den auf Z_a bezogenen Leitwert des Scheinwiderstandes $\mathfrak{R}_a$ am Anfang

$$\frac{Z_a}{\mathfrak{R}_a} = \frac{w + v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w) + j \cdot \frac{\mathfrak{R}_e}{Z_e} \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)}{\frac{\mathfrak{R}_e}{Z_e} \cdot [w - v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)] + j \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)}. \tag{5}$$

Die Bedeutung von w und v ergibt sich aus den Beziehungen (2) und (3); weiter ist $\alpha = 2\pi/\lambda$, wobei λ die Wellenlänge im freien Raum ist. Es sei nebenbei darauf hingewiesen, daß für den Fall $Z_e/Z_a = 1$ aus Gl. (5) die bekannte Transformationsbeziehung

$$\frac{Z_a}{\mathfrak{R}_a} = \frac{1 + j \cdot \frac{\mathfrak{R}_e}{Z_e} \cdot \operatorname{tg}(\alpha l)}{\frac{\mathfrak{R}_e}{Z_e} + j \cdot \operatorname{tg}(\alpha l)}$$

der gleichförmigen Leitung hervorgeht, denn mit $\ddot{u} = 1$ wird $v = 0$ und $w = 1$.

Mit der Beziehung (5) sollen nun die Werte R_p und X_p für den Abschlußwiderstand

$$\mathfrak{R}_e = Z_e \cdot (1 + j \cdot v) \tag{6}$$

bestimmt werden. Er zeichnet sich dadurch aus, daß er eng verwandt ist mit dem inneren Wellenwiderstand $\mathfrak{Z}_e$ der Exponentialleitung an der Abschlußstelle, für den aus Gl. (1) und (4) folgt

$$\mathfrak{Z}_e = Z_e \cdot (w + j \cdot v).$$

Wird Gl. (6) in Gl. (5) eingesetzt, so ergibt sich nach Umformungen der Ausdruck

$$\frac{Z_a}{\mathfrak{R}_a} = \frac{w^2 \cdot [1 + \operatorname{tg}^2(\alpha l w)] + j \cdot \{[w - v \operatorname{tg}(\alpha l w)] \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w) - w^2 \cdot [v + w \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]\}}{[w - v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2 + w^2 \cdot [v + w \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2} = \frac{A + j \cdot B}{N}.$$

Die Größen A, B und N werden vorübergehend zur Abkürzung eingeführt. Damit ergibt sich

$$\frac{1}{\mathfrak{R}_a} = \frac{1}{Z_a \cdot \frac{N}{A}} + \frac{1}{-j \cdot Z_a \cdot \frac{N}{B}} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{-j \cdot X_p},$$

so daß schließlich

$$R_p = Z_a \cdot \frac{[w - v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2 + w^2 \cdot [v + w \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2}{w^2 \cdot [1 + \operatorname{tg}^2(\alpha l w)]} \tag{7}$$

und

$$X_p = -Z_a \cdot \frac{[w - v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2 + w^2 \cdot [v + w \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]^2}{[w - v \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)] \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w) - w^2 \cdot [v + w \cdot \operatorname{tg}(\alpha l w)]}. \tag{8}$$

Für den Abschluß-Blindwiderstand X_e folgt aus Gl. (6) und Gl. (3)

$$X_e = Z_e \cdot v = -\frac{Z_e \cdot \ln \ddot{u}}{4\pi l} \cdot \lambda = -K \cdot \lambda.$$

Für den Fall $\ln \ddot{u} > 0$, der hier zugrunde gelegt werden soll, ist demnach X_e stets kapazitiv. Da andererseits der Blindwiderstand X' einer Kapazität C' in der Form geschrieben werden kann

$$X'[\Omega] = -\frac{530}{C'[\text{pF}]} \cdot \lambda[\text{m}] = -K' \cdot \lambda,$$

so folgt aus der Gleichsetzung von K und K'

$$C'[\text{pF}] = \frac{530 \cdot 4\pi}{\ln \ddot{u}} \cdot \frac{l[\text{m}]}{Z_e[\Omega]}. \tag{9}$$

Weiter ist $$C_e = 2 \cdot C', \tag{9 a}$$

da C' aus Symmetriegründen in zwei gleich große Kapazitäten C_e aufzuspalten ist (Bild 1 a).

Die Ausdrücke (7) und (8) für R_p und X_p sind sehr undurchsichtig. Die charakteristischen Eigenschaften von R_p und X_p sollen daher im folgenden an Hand einer zahlenmäßigen Auswertung für den Fall $\ddot{u} = 500\ \Omega/60\ \Omega$ verfolgt werden *). Eine Verallgemeinerung der Ergebnisse soll weiter unten durchgeführt werden.

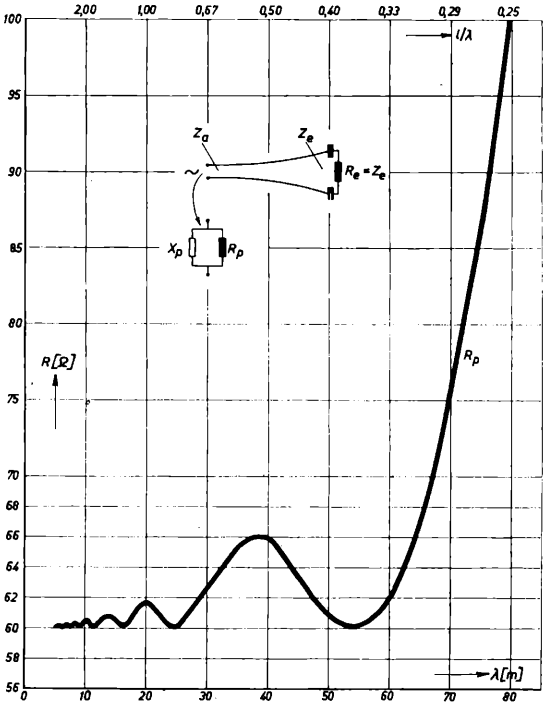


Bild 2. Exponentialleitung 500 Ω/60 Ω mit $l = 20$ m. Verlauf der Parallelkomponente des Wirkwiderstandes am niederohmigen Eingang

Für die Parallelkomponenten R_p des Eingangs-Wirkwiderstandes ist das Ergebnis auf Bild 2 aufgetragen. Der Berechnung liegt eine Transformationslänge $l = 20$ m zugrunde. Wie sich zeigt, führt R_p periodische Schwankungen aus in Abhängigkeit von λ, bzw. $l/\lambda \cdot R_p$ ist dabei stets größer, aber niemals kleiner als $Z_a = 60\ \Omega$.

In ähnlicher Weise ist auf Bild 3 die Parallelkomponente X_p des Eingangs-Blindwiderstandes aufgetragen. Es zeigt sich, daß X_p kapazitiv ist und die bereits erwähnte, überraschende Eigenschaft hat, mit steigendem λ kleiner zu werden. Der allgemeine Kurvenverlauf ist

*) Die numerischen Berechnungen hat Herr Ing. *K. Meier* ausgeführt.

zwar deutlich zu erkennen, seine Einzelheiten gehorchen jedoch einer verwickelteren Gesetzmäßigkeit.

3. Die Blindleitung

Die Tatsache, daß X_p entsprechend Bild 3 nur das Phasenverhalten einer Kapazität, aber das Frequenzverhalten einer Induktivität aufweist, ermöglicht die frequenzunabhängige Kompensation mit dem induktiven

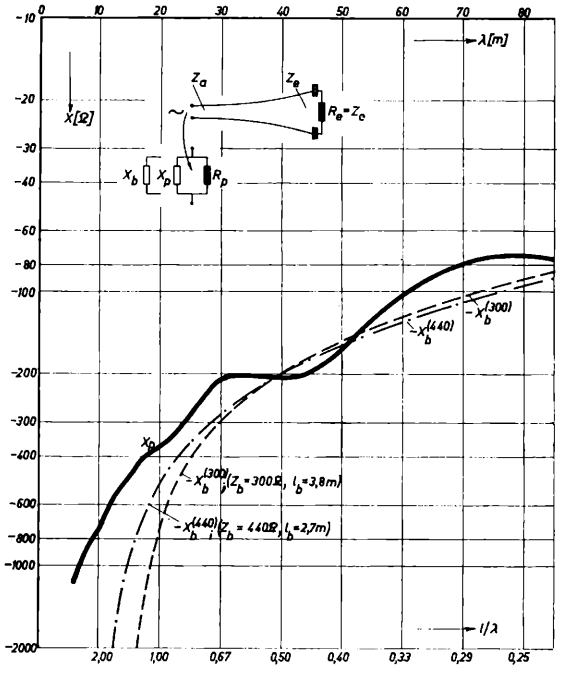


Bild 3. Exponentialleitung 500 Ω/60 Ω mit $l = 20$ m. Verlauf der Parallelkomponente des Blindwiderstandes am niederohmigen Eingang

Blindwiderstand X_b der Blindleitung. Er ist durch den Ausdruck gegeben

$$X_b = Z_b \cdot \operatorname{tg}(\alpha\, l_b). \tag{10}$$

Es entsteht nunmehr die Aufgabe, den Wellenwiderstand Z_b und die Länge l_b der Blindleitung so zu bemessen, daß im verlangten Wellenbereich eine ausreichende Kompensation zustande kommt. Ein guter Überblick über das erreichbare Ausmaß ist zu erhalten, wenn nicht X_b, sondern $-X_b$ aufgetragen wird, so wie das für zwei verschiedene Bemessungen der Blindleitung auf Bild 3 geschehen ist. Je besser die Kurve X_p und $-X_b$ sich decken, um so vollständiger ist die Kompensation. Es zeigt sich, daß eine vollständige Deckung nur in einzelnen Punkten erreichbar ist. Es wird sich jedoch herausstellen, daß die verbleibenden Abweichungen für das Endergebnis fast ohne Bedeutung sind, wenn gewisse Voraussetzungen erfüllt sind.

Wie Bild 2 lehrt, liegt im Bereich $\lambda < 60$ m der Höchstwert von R_p etwa bei $\lambda = 40$ m, bzw. $l/\lambda = 0{,}5$. Es ist daher sinnvoll, eine vollständige Kompensation vor allem in diesem Punkt anzustreben. Dazu muß zunächst ein allgemeiner Ausdruck für die Wellenlänge dieses Kurvenpunktes gefunden werden. Aus der Transformationsgleichung (7) ergibt sich, daß für die Höchstwerte der Kurve R_p die Bedingung $\operatorname{tg}(\alpha\, l\, w) = 0$ gilt. Das ist der Fall für

$$\alpha\, l\, w = \pi,\ 2\pi,\ 3\pi,\ \ldots,\ n\pi.$$

Für das Hauptmaximum lautet die Bedingung

$$\alpha\, l\, w = \pi. \tag{11}$$

Mit $\operatorname{tg}(\alpha\, l\, w) = 0$ gehen die Transformationsbeziehungen (7) und (8) über in

$$R_p = Z_a \cdot (1 + v^2), \tag{7a}$$

$$X_p = Z_a \cdot \frac{1 + v^2}{v}. \tag{8a}$$

Nach der Beziehung (3) ist v von λ abhängig. Um den gesuchten Blindwiderstand X_p zu erhalten, muß daher λ mit Hilfe der Bedingungsgleichung (11) bestimmt werden. Aus

$$\alpha\, l\, w = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l \cdot \sqrt{1 - v^2} = \pi \text{ und } v = -\frac{\ln \ddot{u}}{4\pi l} \cdot \lambda$$

folgt nach einer Umformung

$$\lambda = \frac{2\, l}{\sqrt{1 + (\ln \ddot{u}/2\pi)^2}}. \tag{12}$$

Damit ist λ bekannt und kann umgekehrt zur Berechnung des speziellen v-Wertes dienen, der für die Beziehung (8 a) maßgebend ist. Derart entsteht

$$v = -\frac{\ln \ddot{u}}{4\pi l} \cdot \frac{2\, l}{\sqrt{1 + (\ln \ddot{u}/2\pi)^2}} = -\frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi/\ln \ddot{u})^2}}. \tag{13}$$

Da für den Kompensationspunkt gelten soll $X_b = -X_p$, folgt aus Gl. (10) und Gl. (8 a) als Bedingungsgleichung für Z_b und l_b

$$Z_b \cdot \operatorname{tg}(\alpha\, l_b) = -Z_a \cdot \frac{1 + v^2}{v} \text{ mit } \alpha = 2\pi/\lambda. \tag{14}$$

Die speziellen Werte von λ und v, die in Gl. (14) einzusetzen sind, ergeben sich aus Gl. (12) und Gl. (13).
Mit der Gleichung (14) kann beispielsweise Z_b bestimmt werden, wenn l_b vorgegeben wird. Wenn verlangt wird, daß der Kompensations-Blindwiderstand X_b stets induktiv sein soll, unterliegt l_b in erster Näherung der Bedingung

$$l_b < \frac{1}{4} \cdot \lambda_{\min}, \tag{15}$$

wenn $\lambda_{\min}$ die kürzeste Wellenlänge des zu übertragenden Bereichs ist. Tatsächlich kann l_b jedoch auch etwas größer sein. Es muß nur die Bedingung eingehalten sein, daß $|X_p^{ers}|$ hochohmig gegenüber Z_a bleibt.
Bild 4 zeigt den Frequenzverlauf von Z_a/X_p^{ers}, der sich aus den Kurven des Bildes 3 ergibt. Die Welligkeit m des Speisekabels ist beispielsweise kleiner als 1,1, solange Z_a/X_p^{ers} kleiner als 0,1 ist und wenn vorausgesetzt wird, daß $R_p \sim Z_a$ ist.
Die Bilder 3 und 4 zeigen, daß die Kurve $-X_b$ umso besser der Kurve X_p sich anschmiegt, je größer Z_b gewählt wird. Dem sind in der Praxis Grenzen gesetzt

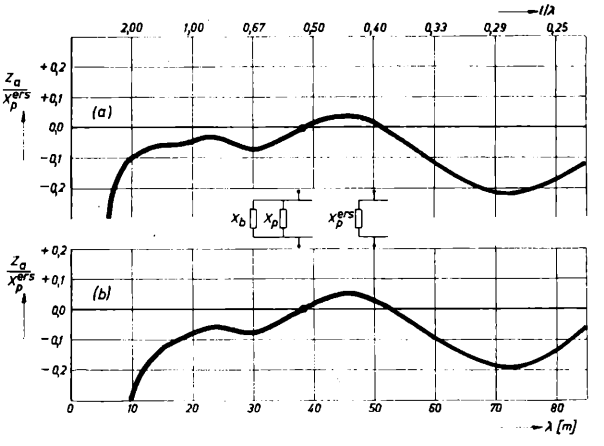


Bild 4. Verlauf von Z_a/X_p^{ers} der S-T-Leitung 500 Ω/60 Ω
a) $Z_b = 440\,\Omega$ b) $Z_b = 300\,\Omega$

mit Rücksicht auf die bei größeren Leistungen beachtliche Dicke des Kabels. Ein hoher Wellenwiderstand Z_b erfordert nämlich einen entsprechend großen Abstand der beiden Leiter der Blindleitung. Der Abstand darf aber eine gewisse Grenze nicht überschreiten, weil sonst die Blindleitung sowohl strahlen würde, als auch zu unerwünschten Kopplungen mit den Blindleitungen von etwa benachbarten S-T-Leitungen neigen würde.

Diese Schwierigkeit läßt sich umgehen, wenn die beiden Leiter ungleich dick gewählt werden. Der Ausdruck für den Wellenwiderstand lautet hierfür

$$Z_b\,[\Omega] = 60 \cdot \ln \frac{a^2}{r_1 \cdot r_2}.$$

Bei gegebenem Achsenabstand a der Leiter ist Z_b umso größer, je kleiner der Radius r des einen der beiden Leiter ist. Das hat allerdings zur Folge, daß die Strom- und Spannungssymmetrie der abgehenden Doppelleitung keine vollkommene mehr ist. Messungen unter Betriebsbedingungen haben jedoch ergeben, daß die Abweichungen bis zu einem Durchmesserverhältnis von 10 nahezu unmerklich sind. Selbst bei einem Verhältnis von 15 bleibt die Unsymmetrie kleiner als 5 %. Zu berücksichtigen ist, daß auch bei idealer Symmetrierung die beiden Strombeläge der Doppelleitung infolge der Einstrahlung der Antenne niemals gleich sind.

4. Welligkeitsverlauf und Frequenzbereich der S-T-Leitung

Wenn der Wirkwiderstand R_p und der Blindwiderstand X_p^{ers} an den Ausgangsklemmen des Kabels bekannt sind, so kann aus Z_a/R_p und Z_a/X_p^{ers} (Bild 4) mit Hilfe des Leitungsdiagramms die resultierende Kabelwelligkeit $m = U_{max}/U_{min} = I_{max}/I_{min}$ Punkt für Punkt bestimmt werden. Für die S-T-Leitung mit $\ddot{u} = 500/60$ und $l = 20$ m ist das Ergebnis auf Bild 5 dargestellt. Unter Zugrundelegung der strengen Forderung $m < 1{,}1$ für die Welligkeit des Kabels ergibt sich für den Fall $Z_b = 440\ \Omega$ (Bild 5 a) ein nutzbarer Wellenbereich von 10 m bis 58 m, und für den Fall $Z_b = 300\ \Omega$ (Bild 5 b) ein Arbeitsbereich von 18 m bis 60 m. Wie ersichtlich ist, wäre es im übrigen sinnlos, die Forderung noch weiter zu treiben, weil dann eine Zweiteilung des Arbeitsbereichs die Folge wäre. Die hierbei auftauchende Frage, in welcher Weise der relative Höchstwert von m im Kompensationspunkt von der Dimensionierung abhängt, kann mit Hilfe der Beziehungen (7 a) und (13) beantwortet werden. Da hierbei X_p^{ers} unendlich ist, hängt m_{max} nur von R_p ab, so daß gilt

$$m_{max} = \frac{R_p}{Z_a} = 1 + v^2 = 1 + \frac{1}{1 + (2\pi/\ln \ddot{u})^2}. \qquad (16)$$

Daraus folgt das bemerkenswerte Ergebnis, daß das relative Maximum von m ausschließlich von $\ln \ddot{u}$ abhängig ist, also beispielsweise durch eine Vergrößerung der Transformationslänge l nicht zu beeinflussen ist. Mit steigendem $\ddot{u}$ wird auch m_{max} größer. Die Abhängigkeit ist jedoch nur schwach ausgeprägt. Für $\ddot{u} = 600/60 = 10$ beträgt m_{max} beispielsweise 1,12.

Eine weitere Frage, die ebenfalls durch Bild 5 angeregt wird, betrifft den Einfluß der Dimensionierung auf die Größe von λ_{max}. Sie kann dahingehend beantwortet werden, daß die auf Z_e bezogene Blindkomponente v des inneren Wellenwiderstandes einen bestimmten Höchstwert v_{max}, der sich aus der Beziehung (3) ergibt, nicht überschreiten darf. Aus den Kurven von Bild 5, denen die speziellen Werte $\ln \ddot{u} = 2{,}12$ und

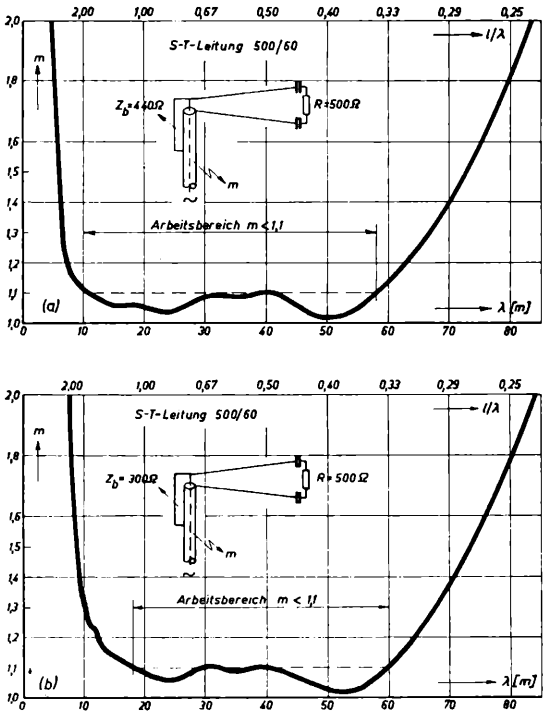


Bild 5. Theoretische Kabelwelligkeit $m = U_{max}/U_{min}$ · Wellenwiderstand der Blindleitung:
a) $Z_b = 440\ \Omega$ b) $Z_b = 300\ \Omega$

$l = 20$ m zugrunde liegen, folgt mit $\lambda_{max} \sim 59$ m für $m_{max} \sim 1{,}1$ die allgemein gültige Forderung:

$$|v|_{max} = \frac{\ln \ddot{u}}{4\pi l} \cdot \lambda_{max} \sim 0{,}5.$$

Umgekehrt kann diese Beziehung zur Aufstellung der allgemeinen Dimensionierungsvorschrift dienen

$$\lambda_{max} = |v|_{max} \cdot 4\pi \cdot \frac{l}{\ln \ddot{u}} \sim 6{,}3 \cdot \frac{l}{\ln \ddot{u}} \qquad (17)$$

Das bedeutet, daß der erreichbare Wert λ_{max} für einen gegebenen Wert $\ln \ddot{u}$ nur von der Transformationslänge l abhängig ist. Die langwellige Bereichsgrenze von Bild 5 ist daher die zwangsläufige Folge der an sich willkürlichen Festlegung von $l = 20$ m. Soll λ_{max} vergrößert werden, gleichzeitig aber λ_{min} und damit zwangsläufig auch l_b unverändert bleiben, so bedeutet das allerdings, daß dann der Wellenwiderstand Z_b der Blindleitung erhöht werden muß, damit die Gl. (14) erfüllt bleibt. Je nach den gestellten Forderungen ergeben sich daher verschiedene Möglichkeiten für die Bemessung. Zusammenfassend ist somit festzustellen:

a) λ_{max} hängt entsprechend Gl. (17) ausschließlich vom Verhältnis $l/\ln \ddot{u}$ ab.

b) λ_{min} hängt entsprechend Gl. (15) ausschließlich von der Kurzschlußlänge l_b der Blindleitung ab.

c) Der relative Höchstwert m_{max} der Kabelwelligkeit hängt entsprechend Gl. (16) ausschließlich von $\ln \ddot{u}$ ab.

d) l_b und Z_b sind miteinander durch die Gl. (13), (14) und (15) verknüpft.

e) Die Abschluß-Kapazität C' hängt nach Gl. (9) sowohl von $l/\ln \ddot{u}$, als auch von Z_e ab.

Die obigen Gesichtspunkte sind für die allgemeine Dimensionierung maßgebend. Für die praktische Beurteilung einer danach ausgeführten S-T-Leitung ist vor allem ausschlaggebend, in welchem Ausmaß die betrieblichen Eigenschaften von der mehr oder weniger

genauen Einstellung der Länge l_b der Blindleitung beeinflußt werden. Da diese Abhängigkeit sehr unübersichtlich ist und auch überschlägig kaum zu verfolgen ist, wird das Ergebnis einer genaueren Durchrechnung auf Bild 6 dargestellt. Als Ordinate ist das Verhältnis

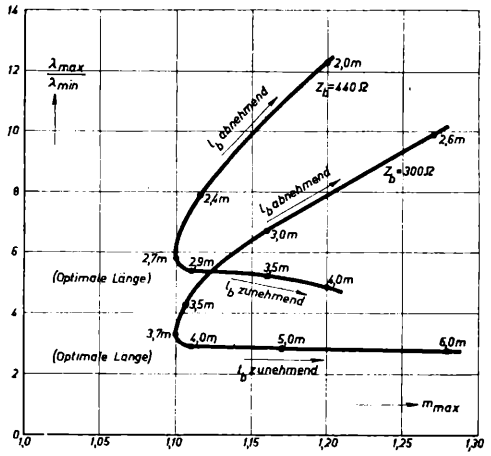


Bild 6. Kabelwelligkeit m_{max} und Wellenbereich $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ bei Abweichung von der optimalen Länge l_b der Blindleitung. (S-T-L 500 Ω/60 Ω mit l = 20 m)

von λ_{max} zu λ_{min} aufgetragen, als Abszisse die in diesem Wellenbereich auftretende maximale Welligkeit m_{max} des Kabels. Die Abbildung ist allerdings nicht im Sinne einer gegenseitigen Abhängigkeit der beiden Größen zu verstehen, sondern sie soll anschaulich darstellen, wie diese beiden charakteristischen Größen auf eine Abweichung von der optimalen Länge l_b reagieren. Aus den Zahlenwerten, die den Kurven beigeschrieben sind, ist zu ersehen, daß selbst bedeutende Abweichungen von der optimalen Einstellung nur eine praktisch unbedeutende Verschlechterung von m nach sich ziehen. Für eine etwa bewußt durchgeführte Abweichung hängt die Wahl ihres Vorzeichens davon ab, ob auf Kosten von λ_{min} ein größeres λ_{max} angestrebt wird, ($l > l_{opt}$) oder ob bei nahezu konstant bleibendem λ_{max} ein kleinerer Wert λ_{min} erwünscht ist ($l < l_{opt}$). Das Bild 5 macht weiter deutlich, daß in jedem Fall ein großer Wellenwiderstand Z_b hinsichtlich des Wellenbereichs günstig ist.

III. Praktische Ausführungsarten und Meßergebnisse

1. Ausführung als Vieldraht-Leitung

Die Verwirklichung der Exponentialleitung in Form eines Drahtgebildes bietet den Vorteil einer nahezu exakten Berechnungsweise ohne nachträgliche experimentelle Korrekturen. Diesem vor allem für eine Erstausführung bedeutsamen Vorteil steht aber in der Praxis der Nachteil gegenüber, daß eine hochfrequenztechnisch störungsfreie Verspannung und Halterung der Drähte ziemlich schwierig ist. Da die Drahtzahl längs der Exponentialleitung nicht konstant sein kann, muß außerdem für einen möglichst stoßfreien Übergang zwischen den einzelnen Abschnitten gesorgt werden.

Die hier beschriebene Vieldraht-Leitung für eine Durchgangsleistung von 20 kW (eff) besteht aus drei Abschnitten. Im ersten Abschnitt steigt der Wellenwiderstand von 60 Ω auf 178 Ω, im zweiten von 178 Ω auf 228 Ω, und im dritten von 228 Ω auf 500 Ω. Die Drahtzahl und die Länge der Abschnitte sind so aufeinander abgestimmt, daß trotz des großen Z-Unterschieds die Querabmessungen der Exponentialleitung an jeder Stelle nahezu gleich groß sind. Bild 7 zeigt in einer Ansicht von oben hauptsächlich den niederohmigen ersten Abschnitt, während Bild 8 den mittleren Abschnitt und einen Teil des Endabschnittes in einer Ansicht vom Erdboden aus zeigt.

Für die Ausbildung des niederohmigen Abschnitts I liegen keinerlei Vorbilder vor. Zur Verwirklichung der symmetrischen Leitung von $Z = 60\,\Omega$ sind 16 Drähte das erreichbare Minimum im Hinblick auf die geforderte Durchgangsleistung. Die Drähte bilden grob betrachtet ein gekreuztes 4-Leiter-System, wobei jeder Leiter aus 4 Einzeldrähten besteht, die in einer besonderen Stellung angeordnet sind. Die Spurpunkte der 16 Drähte sind auf Bild 9 angedeutet. Für den Anfang der Leitung ist eine Sonderstellung mit den Abständen $a = b = c$ gewählt worden. Der Wellenwiderstand läßt sich in diesem Falle in der Form schreiben

$$Z[\Omega] = 30 \cdot \frac{[\ln(a/r)]^2 + 0{,}344 \cdot \ln(a/r) - 0{,}170}{2 \cdot \ln(a/r) - 0{,}530}.$$

Für den gewählten Drahtradius $r = 0{,}155$ cm wird $Z = 60\,\Omega$ mit $a = 4{,}62$ cm erreicht. Der viel verwickeltere Ausdruck für die Fälle $a \neq b \neq c$ soll hier übergangen werden; die Auswertung erfolgte hierbei nach einem gemischten numerisch-graphischen Verfahren.

Für das gekreuzte 4-Leiter-System am Anfang des Abschnitts II ist

$$Z[\Omega] = 60 \cdot \ln \frac{a\,b}{r\,d},$$

für das parallele 4-Leiter-System am Ende des zweiten und im dritten Abschnitt ist

$$Z[\Omega] = 60 \cdot \ln \frac{a\,d}{r\,b}.$$

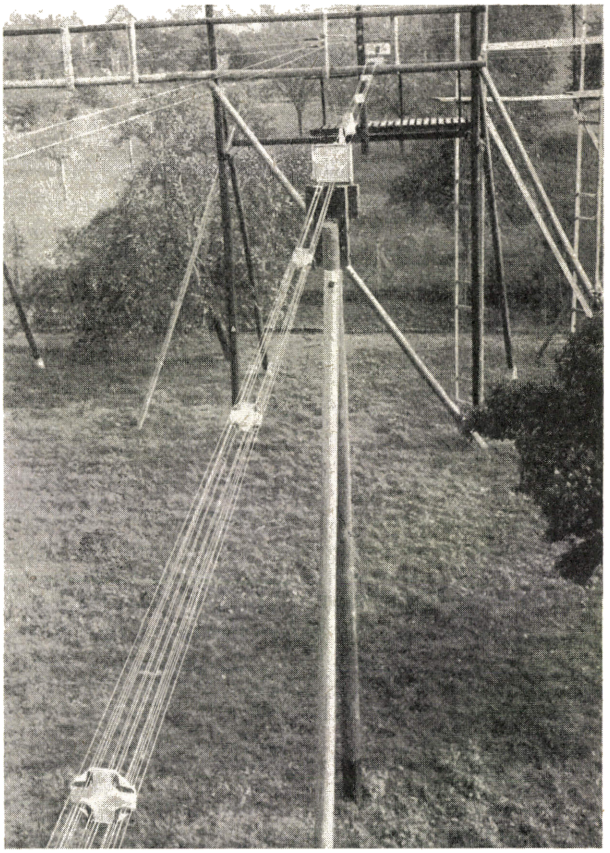


Bild 7. Drahtausführung des Exponentialteils der S-T-Leitung 500 Ω/60 Ω mit l = 20 m. Im Vordergrund der niederohmige Abschnitt I. Hersteller: Funkzentralzeugamt Kiel der DBP

Ein ähnliches Leitersystem wie im Abschnitt III, jedoch von etwas anderer Gesetzmäßigkeit und Bauweise, verwendet *A. Niutta* [9] für eine Transformationsleitung 650/200.

Der theoretische Z-Verlauf läßt sich bei der praktischen Ausführung nur näherungsweise erreichen. Um die Abweichungen genügend klein zu halten, sind eine Reihe von Fixierungsstellen vorgesehen, in denen die Einhaltung des Soll-Wertes sichergestellt ist und welche die gegenseitigen Drahtbewegungen bei Wind unterbinden. Wie die Bilder 7 und 8 erkennen lassen, dienen dazu dünne Scheiben aus Trolitul.

Die betrieblichen Eigenschaften dieser S-T-Leitung bei koaxialer Speisung einer

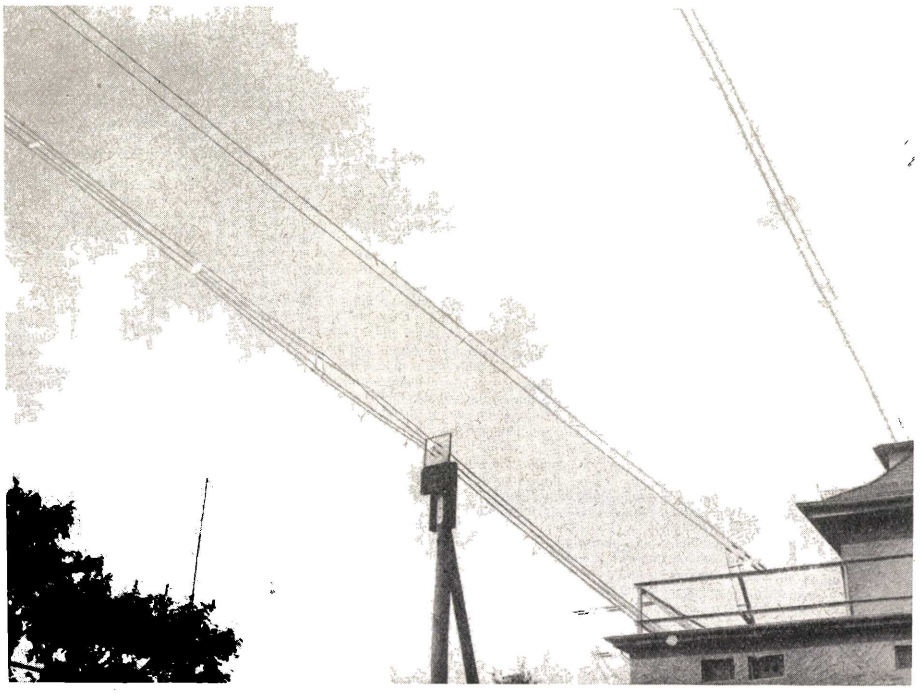


Bild 8. Drahtausführung des Exponentialteils der S-T-Leitung 500 Ω/60 Ω mit $l = 20$ m. Rechts von der Haltevorrichtung: Abschnitt I, links: Abschnitt II mit der Überkreuzung und teilweise Abschnitt III. Hersteller: Funkzentralzeugamt Kiel der DBP

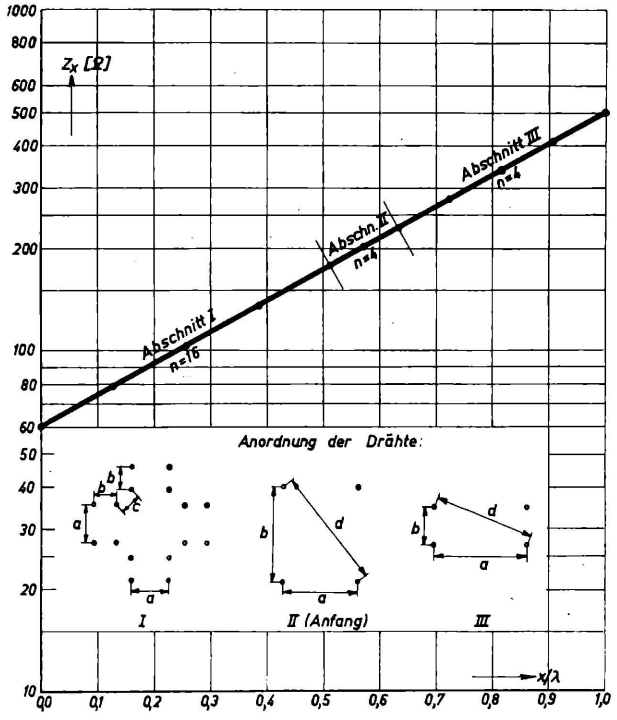


Bild 9. Exponentieller Z-Verlauf und Drahtanordnung in den drei Abschnitten der Exponentialleitung (Drahtausführung). Die eingezeichneten Kurvenpunkte deuten die Lage der Trolitulscheiben an.

Rhombusantenne mit 20 kW gehen aus Bild 10 hervor. Die Welligkeit m_K des Koaxialkabels ist im allgemeinen nur unerheblich größer als die primäre Welligkeit m_L der Speiseleitung ohne die S-T-Leitung. Das besagt, daß die Baufehler dieser Drahtausführung bemerkenswert klein sind.

2. Ausführung als Zweiband-Leitung

Die Ausführung der Exponentialleitung als Zweileiter-System in Form von 2 vertikal angeordneten Blech-

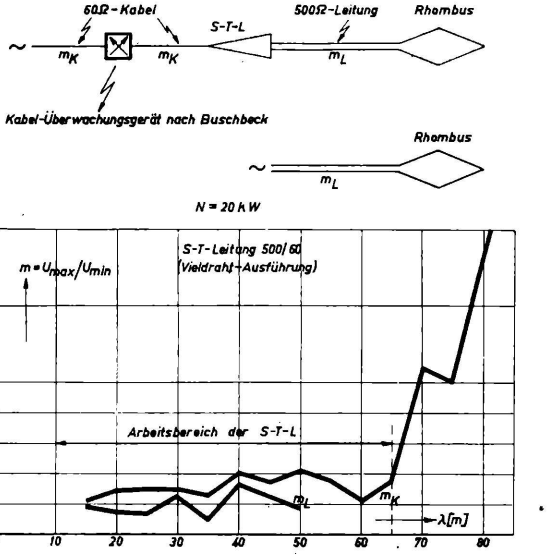


Bild 10. Gemessene, primäre Welligkeit m_L der Rhombus-Speiseleitung und gemessene, sekundäre Welligkeit m_K des Koaxialkabels bei $N = 20$ kW (Vieldraht-Ausführung der Exponentialleitung von Bild 7 und 8)

bändern, deren Höhe gesetzmäßig abnimmt, während gleichzeitig ihr Abstand zunimmt, stellt in betrieblicher Hinsicht eine fast ideale Lösung dar. Ihre theoretische Behandlung erfordert allerdings selbst für den idealisierten Fall, daß die beiden Bänder unendlich dünn seien, die Benutzung elliptischer Funktionen [10]. Die damit gefundene Bemessung kann als wertvolle Ausgangsbasis dienen für die praktische Justierung unter Berücksichtigung der endlichen Dicke der Bleche und ihrer zusätzlichen Verstärkungsrippen. Diese Justierarbeit, die allerdings für eine bestimmte Bauserie nur einmal ausgeführt werden muß, ist umständlich und erfordert wohldurchdachte Spezialverfahren.

Die auf den Bildern 11 und 12 gezeigten Ausführungen sind mechanisch und elektrisch erprobte Endlösungen,

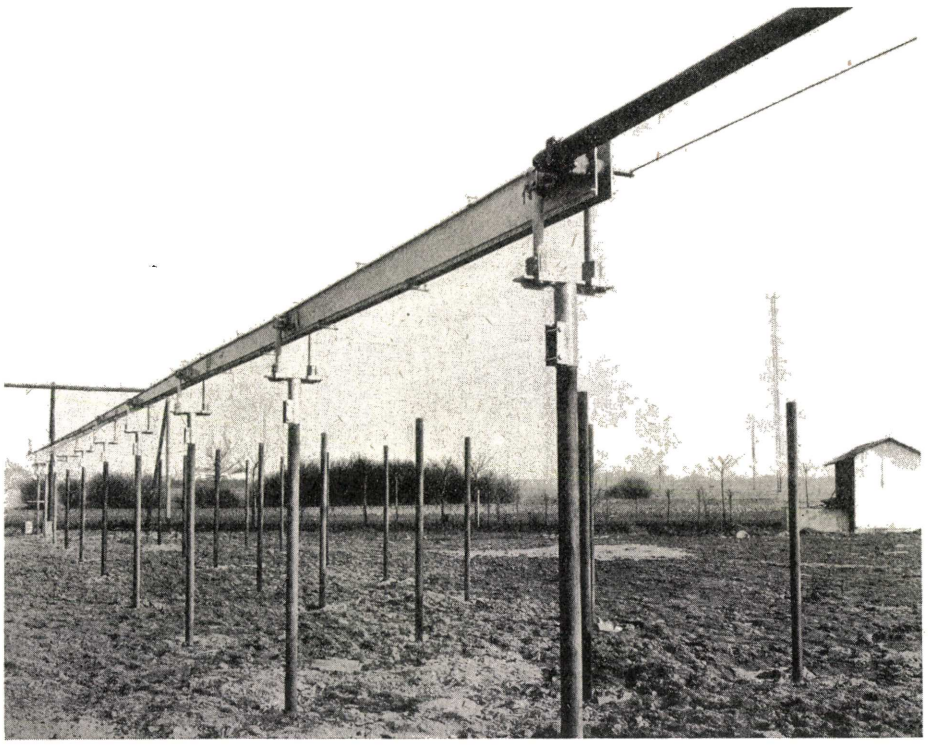


Bild 11. S-T-Leitung 500 Ω/60 Ω, $l = 20$ m in Zweiband-Ausführung. Im Vordergrund die Blindleitung. Hersteller: Telefunken GmbH, Berlin

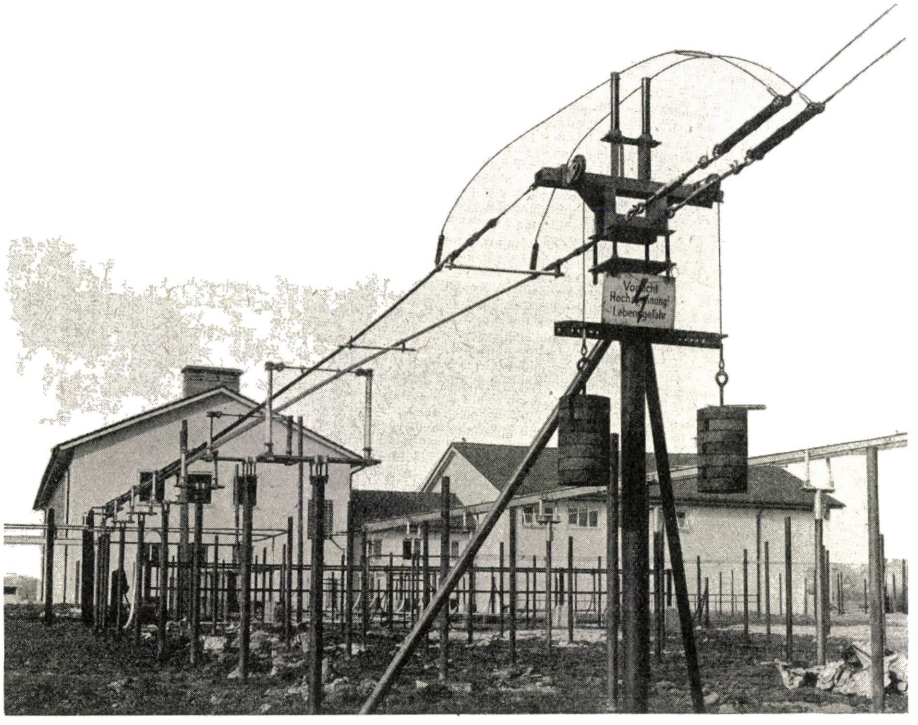


Bild 12. S-T-Leitung 500 Ω /60 Ω in Zweiband-Ausführung. Im Vordergrund: Das hochohmige Ende mit den Serienkondensatoren, und verbesserte Abfangung mit Klemmvorrichtung für die abgehende Zweidraht-Leitung. Hersteller: C. Lorenz AG, Stuttgart, und Funkzentralzeugamt Kiel

die erst in einer längeren Entwicklungszeit erreicht werden konnten. Die damit erzielbare hochfrequenztechnische Vollkommenheit geht aus den Meßergebnissen von Bild 13 hervor. Die mit einem Meßsender gespeiste S-T-Leitung war dabei mit einem Wirkwiderstand von 500 Ω abgeschlossen. Die Welligkeit m des Koaxialkabels ist sowohl mit einem sogen. Anpassungsprüfer, als auch mit einem sogen. Reflektometer gemessen worden (Geräte von Rohde & Schwarz, München). Zwischen der theoretischen m-Kurve von Bild 5 a und der experimentellen Kurve von Bild 13 besteht eine sehr befriedigende Übereinstimmung. Erwähnenswert ist die Tatsache, daß bei der Kurve von Bild 13 λ_{max} etwas größer ist. Diese Beobachtung läßt sich jedoch aus den Transformationseigenschaften erklären, wenn durch eine absichtliche oder unabsichtliche Bemessung erreicht ist, daß Z_e um einige Prozent größer ist als der Wellenwiderstand der abgehenden Doppelleitung [7].

IV. Betriebliche Anwendung

Die im kommerziellen Funkdienst eingesetzten Kurzwellen-Sendeantennen sind überwiegend erdsymmetrisch; als ihr typischer Vertreter kann die Rhombusantenne gelten. Die am häufigsten verwendete Speiseleitung ist die symmetrische Zweidraht-Leitung. So vorteilhaft diese im freien Gelände ist, so nachteilig und störungsanfällig ist ihre Verwendung innerhalb des Betriebsgebäudes. Vom betriebstechnischen Standpunkt aus haftet den symmetrischen Leitungen der schwerwiegende Nachteil an, daß im allgemeinen nur eine feste Zuordnung von je einem Sender zu je einer Antenne möglich oder zweckmäßig ist. Eine begrenzte Umschaltmöglichkeit mit Hilfe von symmetrischen HF-Schaltern, die meist im Freien aufgestellt werden, besteht zwar, jedoch führt die Forderung nach einer beliebig wählbaren Zuordnung schon bei nur wenigen Sendern und Antennen zu einer Vielzahl von Schaltern und zu einer verwirrenden Vielheit von Querleitungen [11]. Vollends bei größeren Sendestellen wird dabei die Antennenwahl zu einem praktisch unlösbaren Problem.

Aus diesem Grunde mußten bisher größere Funkstellen auf die unbeschränkte Sender- und Antennenwahl meist verzichten, es sei denn, daß besondere Vorkehrungen in Kauf genommen wurden. Eine solche besteht

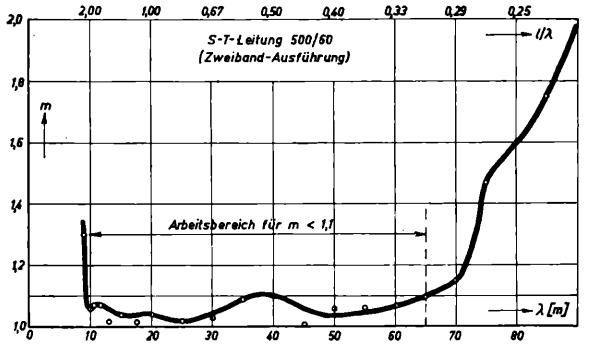


Bild 13. Gemessene Kabelwelligkeit m; S-T-Leitung mit 500 Ω Meßwiderstand abgeschlossen. (Zweiband-Ausführung des Exponentialteils von Bild 11)

beispielsweise darin, daß die von außen kommenden symmetrischen Leitungen nicht bis zum Sender geführt werden, sondern innerhalb des Gebäudes an je einer Abstimmeinrichtung enden, die eine Abwärtstransformation und Umsymmetrierung ermöglicht, derart, daß für die Weiterführung koaxiale Kabel verwendet werden können. Koaxialleitungen sind aber nicht nur leicht zu verlegen, sondern sie gestatten auch wirtschaftliche Konstruktionen von Sender-Antennen-Wahlschaltern für nahezu beliebig viele Sender und Antennen.

Die Vorteile der Koaxialleitungen konnten bisher nicht voll zur Geltung kommen, weil die erwähnten Abstimmeinrichtungen bei jedem Wellenwechsel eine Neuabstimmung erfordern, die noch erschwert wird durch die notwendige räumliche Trennung von den Sendern, die bei größeren Sendestellen beträchtlich sein kann.

Die Verwendung der frequenzunabhängigen S-T-Leitungen, die weitab von den Sendern im Freien aufgebaut sein können, schafft hier einen grundlegenden Wandel. Die Anlage-Kosten sind bei größeren Senderleistungen außerdem wesentlich niedriger als für die bisherigen Abstimmeinrichtungen.

Nach mehrjähriger Erprobung wird nunmehr die S-T-Leitung u. a. bei den Kurzwellen-Sendestellen der Deutschen Bundespost in steigendem Ausmaß eingesetzt. Bild 14 zeigt beispielsweise bei einem Erweiterungsbau der Übersee-Funk-Sendestelle Frankfurt a. M. die abgehenden HF-Kabel mit den in drei Hauptrichtungen angeordneten S-T-Leitungen.

Abschließend eine Bemerkung über den Senderausgang; die Verwendung eines erdunsymmetrischen Sender-Antennen-Wahlschalters setzt nicht unbedingt auch erdunsymmetrische Senderausgänge voraus. Bei vorhandenen Anlagen mit erdsymmetrischen Senderausgängen kann auch so vorgegangen werden, daß zwei, im allgemeinen Fall identische, S-T-Leitungen hintereinander geschaltet werden, und zwar so, daß sie ihre unsymmetrischen Seiten einander zukehren. Bei größeren Senderleistungen kann diese Verfahrensweise billiger sein als ein Umbau der Sender. Praktisch angewendet wird dieses Verfahren im begrenzten Umfang beispielsweise bei der Übersee-Funk-Sendestelle in Elmshorn bei Hamburg.

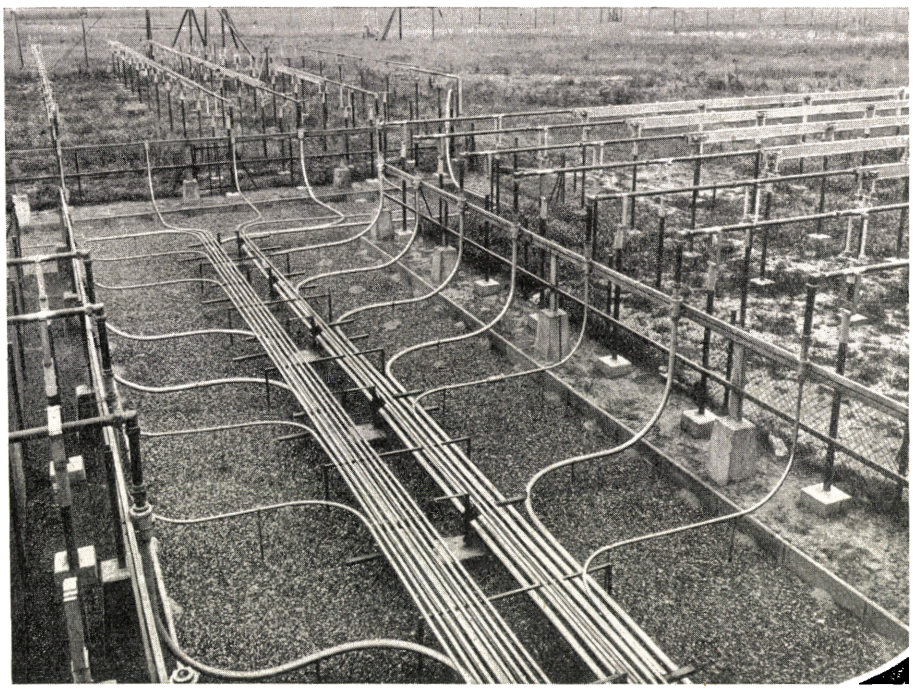


Bild 14. Übersee-Funk-Sendestelle Frankfurt a. M. (Erweiterungsbau). Im Vordergrund die abgehenden Koaxialkabel (Felten & Guilleaume Carlswerk AG, Köln), im Hintergrund die in drei Richtungen verlaufenden S-T-Leitungen

Schrifttumsverzeichnis

[1] *H. H. Meinke:* Symmetrierungsschaltungen bei hohen Frequenzen. FTZ, Jahrg. 1, Heft 8, November (1948), S. 193—199.

[2] *A. Ruhrmann:* Symmetrierung und Transformation mit Koaxialleitungen. Telefunken-Zeitung, Jahrg. 24, Heft 93, Dezember (1951), S. 237—250.

[3] *J. A. Nelson* und *G. Stavis:* Impedance matching, transformers and baluns. Very high frequency techniques. McGraw-Hill Company, Inc., New York and London 1947, vol. I, chap. 3, S. 53—92.

[4] *Chas. R. Burrows:* The exponential transmission line. Bell Sys. Tech. Jour., Bd. 17, (Oktober 1938), S. 555—573.

[5] *H. A. Wheeler:* Transmission lines with exponential taper. Proc. IRE., Bd. 27, (Januar 1939), S. 65—71.

[6] *A. Ruhrmann:* Die Energieausbreitung auf Leitungen mit exponentiell veränderlichem Wellenwiderstand. Hochfrequenztechn. u. Elektroak. 58 (1941), S. 61—69.

[7] *A. Ruhrmann:* Verbesserung der Transformationseigenschaften der Exponentialleitung durch Kompensationsschaltungen. Arch. elektr. Übertragung, 4, (1950), S. 23—31.

[8] *O. Zinke:* Die Exponentialleitung als Transformator. Funk u. Ton, Nr. 3, (1947), S. 119—129.

[9] *A. Niutta:* Adattamento di impedenze mediante un particolare tipo di linea esponenziale. Telecomunicazioni, vol. II, Nr. 8 (1949), S. 417—423.

[10] *F. Oberhettinger* und *W. Magnus:* Anwendung der elliptischen Funktionen in Physik und Technik. Springer-Verlag, Berlin (1949), S. 57 ff.

[11] *E. A. Laport:* Radio antenna engineering. McGraw-Hill Company, Inc., New York (1952), S. 435 ff.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über den Zusammenhang von Einschwingverhalten und Bildgüte bei Fernsehübertragungssystemen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **Johannes Müller**, Darmstadt

Mit 8 Bildern

DK 621.397.8

Um ein objektives Kriterium für die Bildgüte zu erhalten, werden die Abweichungen der Sprungkennlinie eines Fernsehübertragungssystems vom idealen Spannungssprung — z. B. Anstiegszeit, Überschwingen, Reflexionen usw. — mit den entsprechenden, subjektiv beobachteten Bildfehlern verglichen und ihre Wahrnehmbarkeits- und Erträglichkeitsgrenze bestimmt. Das Ergebnis ist ein Toleranzschema für den Einschwingvorgang, das eine einwandfreie Fernsehübertragung ohne bemerkbare Bildfehler gewährleistet.

In view of obtaining an objective criterion for the quality of television pictures the deviations of the response characteristic of a voltage step function of a television transmission system from the ideal step function, e. g. rise time, overshoot, reflections etc., are compared with the corresponding picture distorsions found by actual observation. Then the limits are determined within which such distorsions can be noticed and tolerated. The result is a tolerance scheme for the transient response securing a perfect transmission without noticeable picture distorsions.

En vue d'obtenir un critérium objectif pour la qualité des images de télévision, les déviations de la caractéristique de réponse à la fonction unité de Heaviside d'un système de transmission télévisuelle, c'est-à-dire le temps de montée, le dépassement, les phénomènes dus à la réflexion, etc., de la fonction unité de Heaviside elle-même sont comparées avec les distorsions correspondantes des images subjectivement observées. Alors les limites dans lesquelles de telles distorsions deviennent perceptibles et peuvent être tolérées sont déterminées. Il en résulte pour les phénomènes transitoires un schéma de tolérance garantissant une transmission parfaite sans distorsions d'image percebtibles.

Einleitung

Der endgültige Maßstab für die Güte eines Fernsehübertragungssystems wird immer die Qualität des übertragenen Fernsehbildes sein. Diese Beurteilung ist aber rein subjektiv und hängt nicht nur von dem jeweiligen Beobachter, sondern auch von der Art der übertragenen Bilder ab, außerdem davon, ob es sich um stehende oder bewegte Bilder handelt. Will man nun objektiv die Güte eines Fernsehübertragungssystemes festlegen, so muß man die erhaltene Bildqualität zu den objektiven Übertragungskenngrößen in Beziehung setzen.

Die objektiven Übertragungseigenschaften lassen sich entweder ausdrücken durch den Übertragungsfaktor des Systems, d. h. seinen Amplituden- und Phasengang, oder durch sein Einschwingverhalten. Während man im ersten Fall, im Übertragungsfaktor, das Frequenzspektrum des Systems ansieht, beobachtet man im zweiten Fall, im Einschwingvorgang, das durch den Übertragungsfaktor bewirkte Zeitspektrum. Es ist daher nicht möglich, die Güte eines Systems gleichzeitig und willkürlich durch beide Kenngrößen festlegen zu wollen, da sie voneinander abhängig sind und sich wie Ursache und Wirkung verhalten.

Wenn man nun die Toleranzen für eine dieser Übertragungskenngrößen angeben will, muß man durch Versuche ermitteln, wie weit man von den Werten eines idealen Übertragungssystems abweichen darf, ohne daß sich die Bildgüte merklich verschlechtert. Diese Untersuchungen sind, wenn man sie bezüglich des Dämpfungs und Phasenverlaufs durchführen will, sehr zeitraubend und schwierig. Denn erstens sind beide Größen bei einem Netzwerk minimaler Phase nicht voneinander zu trennen, sondern durch den komplexen Übertragungsfaktor miteinander verbunden, und zweitens besteht zwischen Amplituden- und Phasengang und den durch ihn bedingten Bildfehlern kein unmittelbarer und anschaulicher Zusammenhang.

Legt man dagegen als Übertragungskenngröße den Einschwingvorgang, den die Sprungfunktion hervorruft, zugrunde, so besitzt man in ihm ein direktes Maß für die zu erwartende Bildgüte, da er das Oszillogramm einer Schwarz-Weiß-Kante darstellt und die Bildfehler, wie mangelndes Auflösungsvermögen, Plastik, Verschmierungen usw. direkt anzeigt [1]. Außerdem erfaßt man, wenn auch implizit, gleichzeitig den Amplituden- und Phasengang, den man aus dem Einschwingvorgang auf graphischem oder rechnerischem Wege ermitteln kann [2, 3].

Es brauchen daher nur die Abweichungen vom idealen Einheitssprung mit den entsprechenden Bildfehlern verglichen und die Grenzen ihrer Wahrnehmbarkeit bzw. Erträglichkeit durch eine Anzahl Beobachter bestimmt zu werden.

Die Meßapparatur

Die Messungen über den Zusammenhang von Einschwingvorgang und Bildgüte wurden in der Weise durchgeführt, daß unter Benutzung von Ersatzvierpolen zwischen Bildgeber und -empfänger der Einschwingvorgang bezüglich Steigzeit, Überschwingen usw. in gewissen Grenzen verändert werden konnte (Bild 1 a). Die Meßapparatur bestand auf der Sendeseite aus einem Diapositivgeber und einem Rechteckwellengenerator, dessen Rechteckfrequenz von 50 Hz bis 500 kHz kontinuierlich verändert werden konnte. Auf der Empfangsseite wurde ein Kontrollempfänger verwendet, dem entweder das Signalgemisch oder Synchron- und Bildsignal gesondert zugeführt werden konnte. Als Anzeige für den Einschwingvorgang wurde ein Breitband-Kathodenstrahloszillograph (Bandbreite 10 MHz

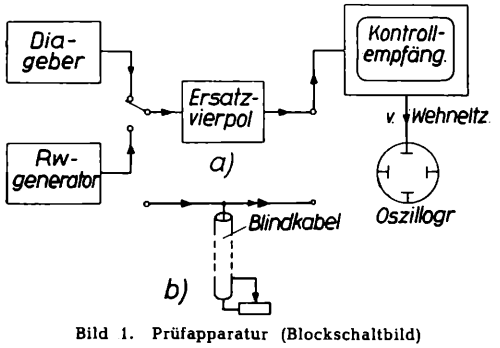


Bild 1. Prüfapparatur (Blockschaltbild)

mit Zeitdehnung und Zeitmarkierung) über eine Kathodenstufe mit Spannungsteiler an den *Wehnelt*zylinder der Bildröhre angeschlossen. Diese Maßnahme war erforderlich, um den Einschwingvorgang direkt am *Wehnelt*zylinder der Bildröhre messen zu können.

Zum Zwecke der Messung wurde abwechselnd entweder ein Testbild oder die Rechteckspannung über den Ersatzvierpol auf den Kontrollempfänger gegeben und so ein Vergleich zwischen der Bildgüte und dem dazugehörigen Einschwingvorgang möglich gemacht. Diapositivgeber und Rechteckwellengenerator waren etwa auf dieselbe Anstiegszeit abgeglichen. Kathodenstufe, Spannungsteiler und Meßoszillograph waren so breitbandig ausgelegt, daß keine nachträglichen Verfälschungen des Einschwingvorganges zu befürchten waren. Die Meßgenauigkeit des Einschwingvorganges auf dem Schirm des Oszillographen war in der y-Richtung durch eine unverzerrte Bildhöhe von 80 mm, in der x-Richtung (Zeitachse) durch eine maximale Zeitablenkung von 0,1 µs auf 20 mm gegeben. Es konnten also 1 % der Sprungamplitude und 0,01 µs in der Steigzeit noch gut abgelesen werden. Der Kontrollempfänger besaß eine 36-cm-Bildröhre, so daß 1 µs in Zeilenrichtung etwa 5 mm entsprach.

Durchführung der Messungen

Für die Messungen selbst wurde eine Anzahl Beobachter herangezogen, die subjektiv die im Testbild durch Verformung des Einschwingvorganges hervorgerufenen Bildfehler bei normaler Grundhelligkeit bestimmen sollten, und zwar

a) die Grenze der Wahrnehmbarkeit,
b) die Grenze ihrer Erträglichkeit.

Während die Werte für die Grenze der Wahrnehmbarkeit bei allen Beobachtern nicht sehr stark voneinander abwichen, zeigten natürlich die Werte für die Erträglichkeitsgrenze eine bedeutend größere Streuung. Es wurden Testbilder (u. a. das der RMA) benutzt, wie sie im allgemeinen für die Prüfung von Fernsehsystemen Verwendung finden. Außerdem war es möglich, durch Synchronisierung des Rechteckwellengenerators mit Horizontal- bzw. Vertikalimpulsen auf dem Bildschirm ein stehendes senkrechtes oder waagrechtes Streifenmuster zu erzeugen. Das einer Rechteckwelle von etwa 0,5 MHz entsprechende Streifenmuster wurde hauptsächlich als Testbild für die Bestimmung des zulässigen Überschwingens sehr kurzer Dauer benutzt, um durch etwaiges Abweichen der Sprungkennlinie des Diapositivgebers von der des Rechteckwellengenerators Fehlmessungen zu vermeiden.

Die Untersuchungen wurden durchgeführt:

1. Für die Anstiegs- oder Steigzeit, gemessen von 10 % bis 90 % der Sprungamplitude,
2. für reines Überschwingen in Abhängigkeit von seiner zeitlichen Länge,
3. für Reflexionen in Abhängigkeit von der Laufzeit und Polarität,
4. für zeitlich langsamer verlaufende Änderungen des Einschwingvorganges, wie sie durch Zeitkonstantenfehler im Bereich von 1 µs bis zur Zeilendauer auftreten können (kurzes und längeres Fahnenziehen nach Helligkeitssprüngen),
5. für die Wahrnehmbarkeit von periodischen Helligkeitssprüngen mit Hilfe zweier synchronisierter Rechteckwellengeneratoren.

Zu 1. Die experimentellen Versuche haben ergeben, daß für die 625-Zeilen-Norm eine Anstiegszeit von 0,1 µs von 10 % auf 90 % eine befriedigende Auflösung im Bilde ergibt. Eine Verminderung der Anstiegszeit auf 0,08 µs konnte selbst bei speziellen Testbildern von den verschiedenen Beobachtern als bessere Auflösung kaum festgestellt werden. Eine Erhöhung der Steigzeit auf 0,12 µs war jedoch bei demselben Testbild als Auflösungsverminderung gerade erkennbar. Überschwingen, das leicht ein höheres Auflösungsvermögen vortäuscht, wurde bei diesen Untersuchungen vermieden.

Es erscheint daher zweckmäßig, die Bandbreite eines Übertragungssystems für die Norm von 625 Zeilen mit einer Anstiegszeit von 0,1 µs festzulegen. Da diese etwa einer wirksamen Bandbreite von 5 MHz entspricht und die Schachbrettfrequenz unter Berücksichtigung der Zeilenaustastung 7,5 MHz beträgt, kommt einem derartigen Übertragungssystem ein *Kell*-Faktor von 0,67 zu, den man für ein gutes Fernsehbild durchaus noch zulassen kann.

Zu 2. Überschwingen veränderlicher Dauer wurde mit Hilfe einer L-kompensierten Verstärkerstufe erzeugt, indem man die Serieninduktivität und die schädliche Kapazität ihres Anodenkreises kontinuierlich verändern konnte. Natürlich änderte sich damit auch die Anstiegszeit. Die Größe des Überschwingens wurde in Prozent der Sprungamplitude, seine Dauer durch den ersten und zweiten Durchgang des Einschwingvorganges durch den idealen Endwert bestimmt (siehe das Oszillogramm Bild 3 c). Die Messungen wurden durchgeführt für Überschwingzeiten von 0,1 bis 0,4 µs. Die Meßergebnisse sind als Mittelwertskurve in Bild 2 in Abhängigkeit von der Zeitdauer dargestellt:

a) für die Grenze der Wahrnehmbarkeit,
b) für die Grenze der Erträglichkeit.

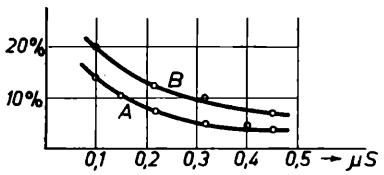
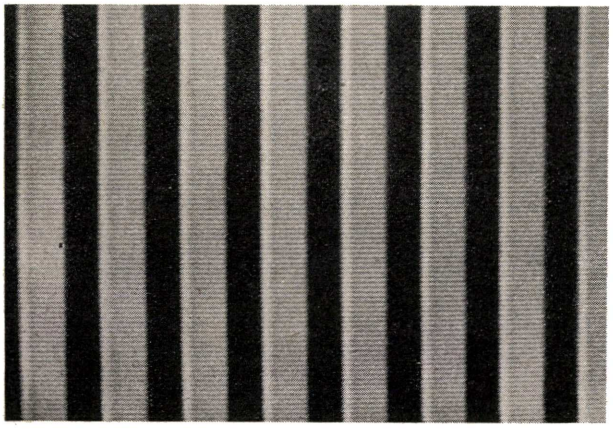


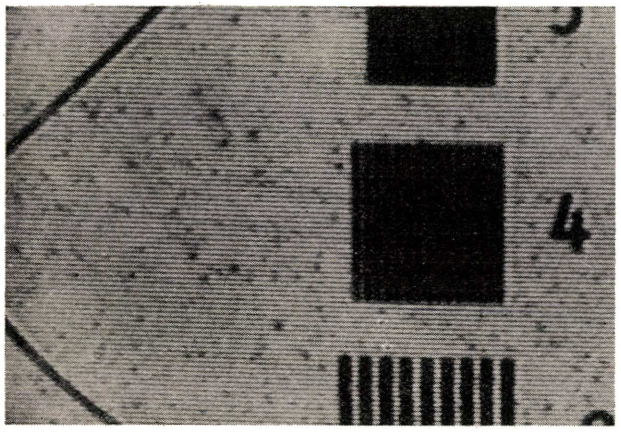
Bild 2. Abhängigkeit des zulässigen Überschwingens in Prozent der Sprungamplitude von der Zeitdauer
A) für Wahrnehmbarkeitsgrenze
B) für Erträglichkeitsgrenze

Die Rechteckprüffrequenz wurde dabei je nach Bedarf von 500 kHz bis 200 kHz verändert. Bild 3 zeigt im Streifenmuster und Testbild ein Überschwingen von 22 % und einer Dauer von 0,23 µs mit dem dazugehörigen Einschwingvorgang (Rechteckprüffrequenz 0,5 MHz).

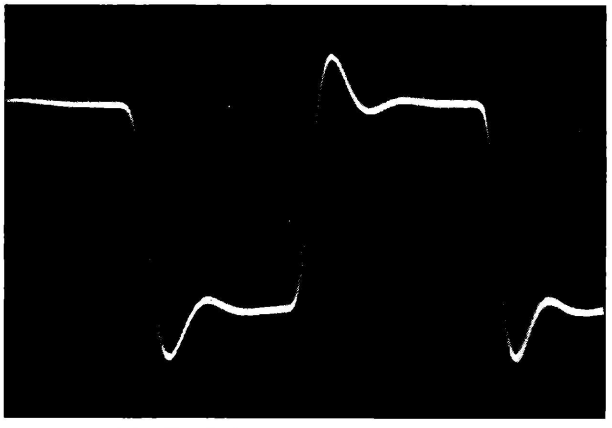
Zu 3. Ebenso wie beim Überschwingen hängt die Wahrnehmbarkeit und Erträglichkeit von Reflexionen nicht nur von Reflexionsfaktor, sondern auch von ihren Laufzeiten ab. Auch hier kann man für Echos kurzer Laufzeit stärkere Reflexionen zulassen, als bei solchen längerer Laufzeit. Eine Reflexion von entgegengesetzter Polarität wie das ursprüngliche Signal wirkt bei kurzen Laufzeiten bis etwa 0,3 µs wie ein normales Überschwingen, während ein Echo gleicher Polarität sich als Verlust im Auflösungsvermögen bemerkbar macht. Bei größeren Laufzeiten, wenn sich das reflektierte Bild von den ursprünglichen Bildkonturen zu lösen beginnt, liegen die Verhältnisse anders; es treten dann die sog. „Geister" auf.



a) im Streifenmuster (Rechteckprüffrequenz 0,5 MHz)



b) im Testbild



c) im Einschwingvorgang
Rechteckprüffrequenz 0,5 MHz

Bild 3. Überschwingen von 22 % und 0,23 µs Dauer

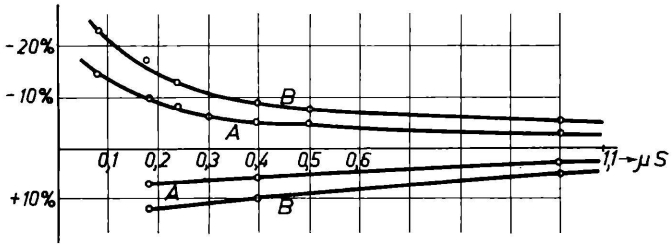
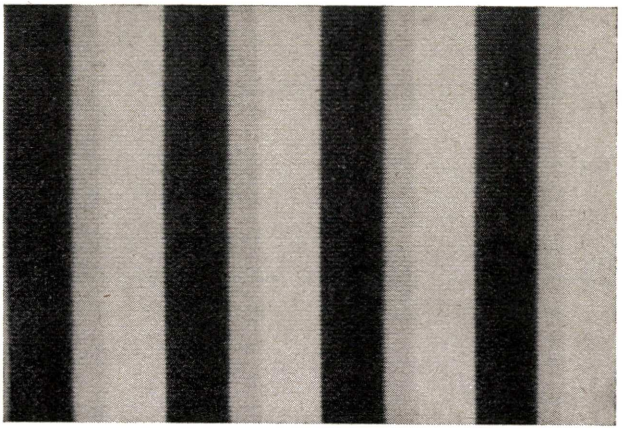
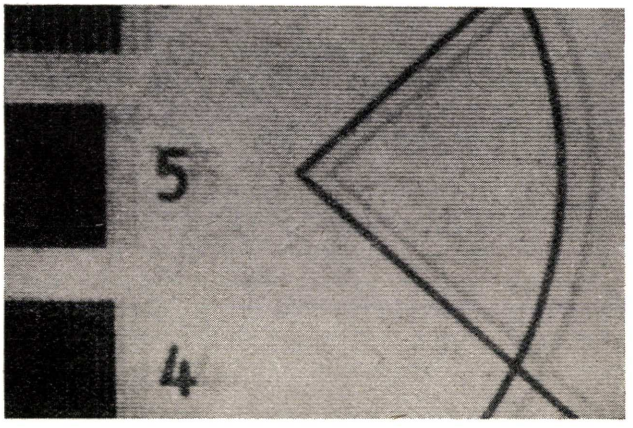


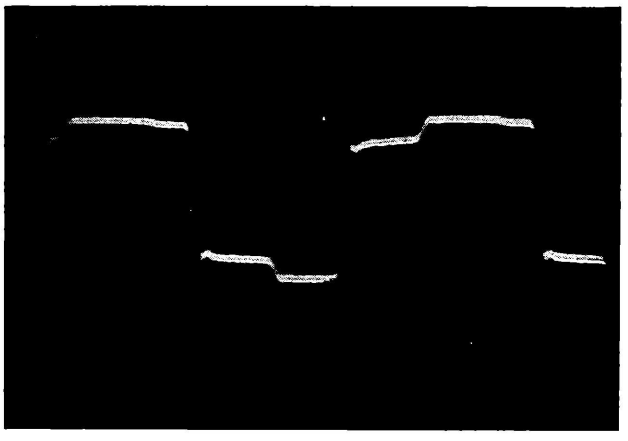
Bild 4. Abhängigkeit der zulässigen Reflexionen in Prozent der Sprungamplitude von der Laufzeit
A) für Wahrnehmbarkeitsgrenze
B) für Erträglichkeitsgrenze
Die Reflexionen entgegengesetzter Polarität sind dabei zum besseren Vergleich mit dem Überschwingen nach oben, die gleicher Polarität nach unten aufgetragen worden



a) im Streifenmuster; Rechteckprüffrequenz 0,2 MHz



b) im Testbild



c) im Einschwingvorgang
Rechteckprüffrequenz 0,2 MHz

Bild 5. Reflexion gleicher Polarität von 20 %, Laufzeit: 1 µs

Ganz allgemein macht sich eine Reflexion im Einschwingvorgang und damit in der Rechteckwelle als Sprung verschiedener Polarität bemerkbar, der dann direkt die Reflexion in Prozent, bezogen auf die Sprungamplitude, ergibt (s. Oszillogramm in Bild 5 c).

Zum Zwecke der Messung wurden an Stelle des Ersatzvierpols zwischen dem Rechteckwellengenerator und dem Kontrollempfänger mit Hilfe eines Verzweigungsstückes Blindkabel verschiedener Länge angesteckt, mit deren Abschlußwiderstand der Reflexionsfaktor durch Fehlanpassung eingestellt werden konnte (Bild 1 b).

Die Meßergebnisse sind als Mittelwerte in Abhängig-

keit von der Laufzeit von 0,1 bis 1 µs in Bild 4 aufgetragen

a) für die Grenze der Wahrnehmbarkeit,
b) für die Grenze der Erträglichkeit.

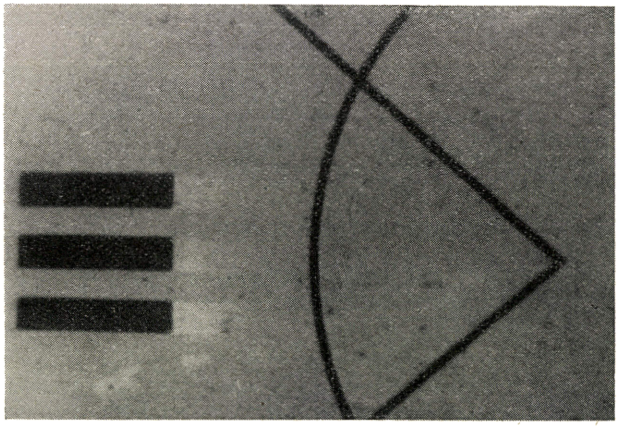
Für Reflexionen mit einer Laufzeit von 1,5 µs lagen die Grenzwerte abhängig vom Testbild für die Wahrnehmbarkeit zwischen 2 % und 3 % und für die Erträglichkeit zwischen 4 % und 6 % der gesamten Sprungamplitude. Reflexionen mit größerer Laufzeit als 1,5 µs sind nicht untersucht worden.

Bild 5 zeigt eine starke Reflexion von 20 % mit gleicher Polarität und einer Laufzeit von 1 µs im Bilde und das dazugehörige Rechteckwellen-Oszillogramm (Prüffrequenz: 0,2 MHz).

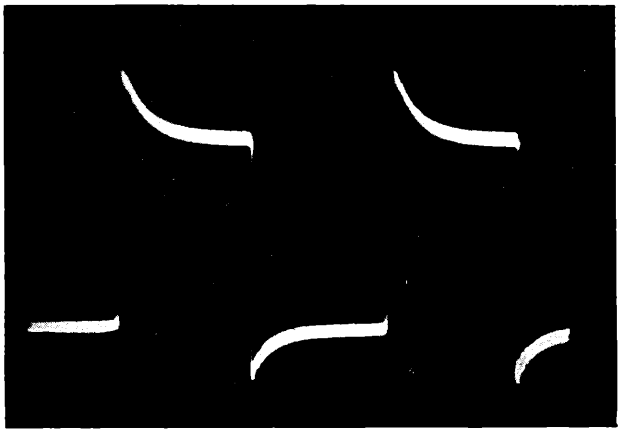
Zu 4. Ein weiterer Bildfehler, der die Güte eines Fernsehbildes unangenehm beeinflußt, ist das sog. „Fahnenziehen", das nach Helligkeitssprüngen auftreten kann. Es ist dadurch bedingt, daß der Einschwingvorgang über die Sprungamplitude hinausgeht oder sie nicht ganz erreicht, um sich ihr dann nach Art einer *e*-Funktion langsam zu nähern (s. Oszillogramme in Bild 6 b und 7 b). Derartige, langsam verlaufende Helligkeitsänderungen sind besonders gut in Testbildern mit verschieden langen, horizontalen Balken zu erkennen. Will man diese Fehler mit Hilfe von Rechteckwellen erfassen, so muß man durch Wahl einer geeigneten Rechteckprüffrequenz ein zeitlich genügend langes Stück des Einschwingvorganges im Oszillographen sichtbar machen. Mit Hilfe eines Ersatzvierpols, der zwischen den Bildgeber und Kontrollempfänger geschaltet wurde, war es möglich, die Abweichung von der normalen Sprungamplitude und die Zeit des Abklingens zu dimensionieren. Er bestand im wesentlichen aus einer Verstärkerstufe, bei der die Zeitkonstanten des Anoden- und Kathodenkreises geändert werden konnten.

Die Messungen wurden für verschiedene Zeitkonstanten im Bereich von 1 µs bis 20 µs durchgeführt. Das Ergebnis war annähernd für die verschiedenen Abklingzeiten das gleiche und lag für die Wahrnehmbarkeitsgrenze zwischen 3 % und 4 %, für die Erträglichkeitsgrenze etwa bei 5 %. Für Abklingzeiten, die in der Größenordnung des Überschwingens liegen, gelten die hierfür ermittelten Grenzwerte. Die Bilder 6 und 7 zeigen starkes Fahnenziehen verschiedener Polarität im Bilde mit ihren Einschwingvorgängen (Rechteckfrequenz 50 kHz).

Zu 5. Um die Grenze für die Wahrnehmbarkeit und Erträglichkeit von Helligkeitssprüngen überhaupt feststellen zu können, wurde mit Hilfe zweier mit der Zeilenfrequenz synchronisierter Rechteckwellengeneratoren verschiedener Frequenz über eine Addierstufe ein doppeltes Streifenmuster auf dem Bildschirm des Kontrollempfängers erzeugt, wie es etwa auch Bild 5 a zeigt. Während die Amplitude der einen Rechteckspannung — Folgefrequenz etwa 60 kHz — den Helligkeitsbereich normal aussteuerte, wurde die andere mit einer Frequenz zwischen 200 und 500 kHz in ihrer Amplitude so weit heruntergeregelt bis das in die breiten Streifen eingeblendete schmale Streifenmuster die Erträglichkeits- bzw. Wahrnehmbarkeitsgrenze erreichte. Das

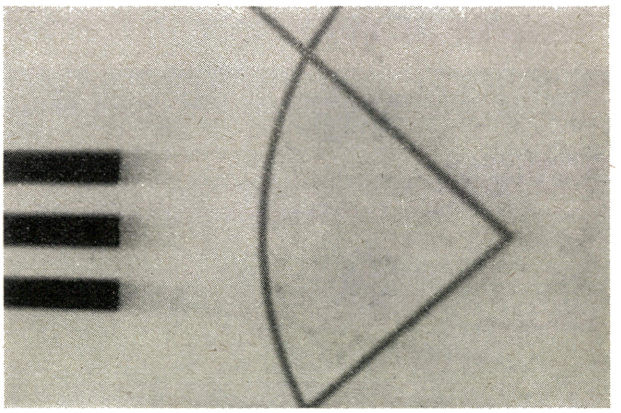


a) im Testbild

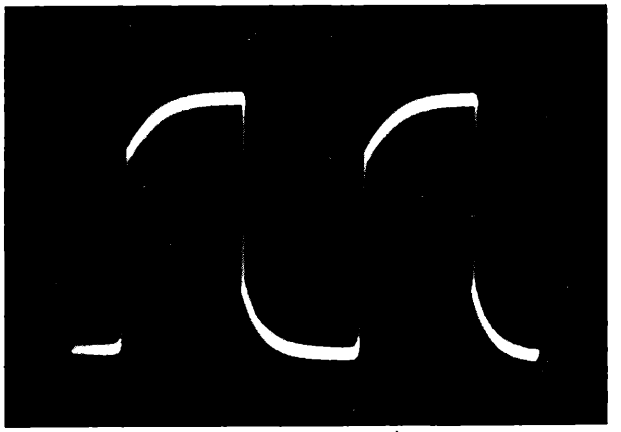


b) im Einschwingvorgang

Bild 6. Weiße „Fahnen" nach Schwarz-Weiß-Sprüngen
Rechteckprüffrequenz 50 kHz



a) im Testbild



b) im Einschwingvorgang

Bild 7. Schwarze „Fahnen" nach Schwarz-Weiß-Sprüngen
Rechteckprüffrequenz 50 kHz

Verhältnis der beiden Amplituden in Prozent ausgedrückt ergab, daß

a) für die Wahrnehmbarkeitsgrenze etwa 1 %,

b) für die Erträglichkeitsgrenze etwa 2 %

zugelassen werden können.

Das Ergebnis ergibt eine strengere Bedingung, als sie bei Reflexionen ermittelt wurde. Die Gründe hierfür dürften darin liegen, daß wirkliche Reflexionen mit längerer Laufzeit als 1,5 µs nicht berücksichtigt worden sind und die Helligkeitsänderungen hier mit sehr großer Steilheit erfolgen. Außerdem kehrt die Störung periodisch im Bilde wieder und ist daher leichter erkennbar. Der gleiche Störabstand (40 db) hat sich übrigens auch bei amerikanischen Untersuchungen über die Störung bei exaktem Synchronbetrieb von Gleichwellensendern ergeben [4]. Ebenso kann das erhaltene Resultat wohl auch ohne weiteres für die Wahrnehmbarkeit langzeitiger Echos zugrunde gelegt werden [5].

Die subjektiven Messungen wurden einzeln mit etwa sechs „fernsehfremden" Versuchspersonen durchgeführt, und zwar in der Weise, daß man vom stark gestörten Bildeindruck langsam auf die Wahrnehmbarkeitsgrenze für den betreffenden Bildfehler herunterging. Die beigefügten Oszillogramme und Schirmbildaufnahmen sollen nicht etwa die Erträglichkeitsgrenze darstellen, sondern nur den Zusammenhang zwischen Einschwingvorgang und Bildfehler zeigen; sie wurden von Herrn Ing. *Demus* angefertigt.

Schlußbetrachtung

Die Untersuchungen haben für normales Überschwingen und Reflexionen mit negativer Polarität und kleiner Laufzeit ($< 0{,}3$ µs) annähernd dieselben Resultate ergeben. Ähnliches gilt auch für langzeitige Echos (> 1 µs) und verhältnismäßig langsam verlaufende Helligkeitsänderungen, wie sie bei Fahnenbildung auftreten. Es liegt daher der Gedanke nahe, auf Grund der durchgeführten Versuche ganz allgemein Grenzen anzugeben, in denen der Einschwingvorgang eines Einheitssprunges liegen muß, um ein fehlerfreies oder noch durchaus erträgliches Bild zu gewährleisten.

Da ein derartiges Toleranzschema für die Prüfung im praktischen Betrieb große Vorteile bietet, ist der Versuch gemacht worden, ein solches für den Fall der Wahrnehmbarkeitsgrenze von Bildfehlern für die Dauer einer Zeile in Tafel 1 mit Bild 8 zusammenzustellen. Um den Einschwingvorgang mit der erforderlichen zeitlichen Auflösung über verschieden lange Zeitabschnitte aufzeichnen zu können, empfiehlt es sich, einen Rechteckwellengenerator mit kontinuierlich veränderbarer Folgefrequenz zu verwenden. Die Verwendung ähnlicher Toleranzschemen für Einschwingvorgänge ist auch bereits von *Kell* und *Fredendall* [6] zur Kontrolle und Prüfung von Fernsehsendern vorgeschlagen worden.

Um die Versuchsreihen einzuschränken, sind die Untersuchungen nur auf Testbilder ausgedehnt worden, die die einzelnen Bildfehler besonders stark hervortreten lassen. Wie die Erfahrung zeigt, sind bei Übertragung normaler bewegter Bilder die Grenzen für die Wahrnehmbarkeit weiter. Ein eindeutiges Toleranzschema läßt sich in diesem Fall aber nur schwer aufstellen, da die anzugebenden Grenzen sehr stark vom Bildinhalt abhängen. Untersuchungen hierüber sind im Gange.

Durch Enger- oder Weiterfassen der Toleranzgrenzen hat man ferner die Möglichkeit, verschiedene Gütegrade bei Fernsehübertragungssystemen festzulegen, wie sie z. B. am Ausgang des Studios, für eine Fernsehübertragungslinie oder das Teilsystem Fernsehsender—Fernsehempfänger zu fordern wären. Eine derartige Festlegung ist jedoch zum großen Teil eine technisch-wirtschaftliche Frage und müßte dann gemeinsam von den beteiligten Stellen, wie Rundfunkgesellschaften, Industrie und Post vorgenommen werden.

Tafel 1. Toleranzschema für die zulässigen Abweichungen des Einschwingvorganges vom idealen Spannungssprung

1. Steigzeit von 0,1 auf 0,9 der Sprungamplitude $\leqq 0{,}1$ µs
2. Zulässige Abweichung von der Sprungamplitude:
   a) für die Zeit bis 1 µs (s. Bild 8)
   (Rechteckprüffrequenz etwa 0,2 bis 0,5 MHz)

t µs	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,7	1,0
+ %	11,5	7,0	5,0	4,0	3,0	2,5	1,5
− %	6,0	4,5	3,0	2,5	2,2	1,5	1,5

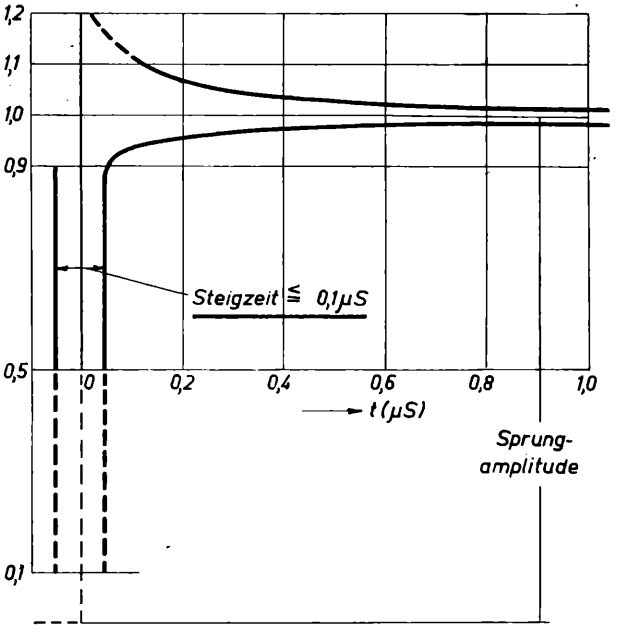


Bild 8. Toleranzgrenzen für den Einschwingvorgang über 1 µs (Wahrnehmbarkeitsgrenze)

   b) Für die Zeit von 1 bis 60 µs (etwa Zeilendauer)
   (Rechteckprüffrequenz etw 10 bis 100 kHz)
   α) Bei langsam erfolgenden Änderungen des Einschwingvorganges (z. B. Fahnenbildung) ± 1,5 %
   β) Bei schnell erfolgenden Änderungen des Einschwingvorganges (z. B. Echos längerer Laufzeit . . . . . ± 1,0 %

Schrifttumsverzeichnis

[1] *J. Müller:* Die Prüfung von Fernsehübertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. Funk u. Ton 10 (1952), S. 617—631.

[2] *H. A. Samulon:* Spectrum analysis of transient response curves. Proc. IRE 1950, Febr., S. 175.

[3] *J. Müller:* Die Bestimmung des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 5 (1951), S. 211 bis 220.

[4] A study of cochannel and adjacent-channel interference of television signals. RCA Review, March 1950.

[5] CCIF; XV. Vollversammlung, Paris 1949, Frage 17, Annex 2 (Tome I bis, S. 256).

[6] *R. D. Kell* und *G. L. Fredendall:* Standardization of the transient response of television transmitters. RCA Review, Bd. 10, S. 17—34 (März 1949).

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 7, JULI 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Über ein Verfahren zur Verringerung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren[1])

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt)

Von **Herbert Schnitger** und **Dieter Weber**, Darmstadt

Mit 9 Bildern

DK 621.39

Durch Anwendung einer Vorleitung, die der Elektronenstrahl vor seinem Eintritt in die eigentliche Verstärkerleitung durchlaufen muß, läßt sich, wie theoretisch gezeigt wird, der Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre erheblich verringern. An einem durchgerechneten praktischen Zahlenbeispiel, das in seinen Voraussetzungen den von Cutler und Quate [12] mitgeteilten Versuchsergebnissen entspricht, ergibt sich bei 7,2 cm Wellenlänge ein Rauschfaktor von etwa 8,5. Eine Diskussion der verschiedenen zum Gesamtrauschfaktor beitragenden Rauschquellen zeigt, daß sich bei einer Verbesserung der elektronenoptischen Verhältnisse, insbesondere bei Vermeidung einer Stromverteilung, noch erheblich geringere Rauschfaktoren erreichen lassen sollten. Der mit einer Vorleitung günstigenfalls zu erreichende Rauschfaktor dürfte etwa bei 1,2 liegen.

The noise factor of traveling-wave tubes can be considerably reduced, if the beam before entering the amplifier circuit is shot through a pre-circuit as is shown in theory. When calculating an example taken out of practice, the conditions of which are in conformity with experimental results indicated by Cutler and Quate, a noise factor ~ 8,5 is attained with a wavelength of 7,2 cm. In a discussion on the various sources of noise contributing to the total noise factor it is shown, that it should be possible to attain still considerably lower noise factors when improving the electron-optical conditions, especially when avoiding a current distribution. The noise factor to be attained at best by means of a pre-circuit should be about 1,2.

Dans le présent exposé il est démontré théoriquement qu'on peut réussir à une réduction considérable du facteur de bruit des tubes à onde progressive par l'emploi d'un pré-circuit que doit traverser le faisceau électronique avant d'entrer dans le circuit amplificateur proprement dit. On décrit le procédé d'un exemple numérique de calcul dont les conditions de base correspondent aux résultats expérimentaux indiqués par Cutler et Quate et, à une longueur d'onde de 7,2 cm, on obtient un facteur de bruit de 8,5 à peu près. La discussion des différentes sources de bruit contribuant au facteur total du bruit conduit à constater que l'amélioration des conditions d'optique électronique, en particulier en ce qui concerne l'effort d'éviter la distribution du courant, permettrait d'atteindre des facteurs de bruit encore beaucoup plus faibles. L'utilisation d'un pré-circuit permettrait d'atteindre, dans le cas le plus favorable, un facteur de bruit de l'ordre de 1,2 à peu près.

1. Einführung

Im Bereich der Mikrowellen wird bei vorgegebener Empfangsleistung der Störabstand überwiegend durch die im Empfänger entstehenden Störungen, d. h. durch das Empfängerrauschen, bestimmt. Umgekehrt ist durch das Empfängerrauschen bei vorgegebenem Rauschabstand die erforderliche Empfangsleistung und damit auch — unter sonst gleichen Bedingungen — die Senderleistung festgelegt. Diese wird so dem Rauschfaktor des Empfängers proportional. Zur Einsparung von Senderleistung ist man daher bestrebt, den Rauschfaktor der Empfänger so klein wie möglich zu machen. Dies hat im Mikrowellenbereich dazu geführt, daß überall dort, wo schwache Signale zu empfangen oder zu verstärken sind — also z. B. auf den Zwischenstationen der Richtfunkverbindungen — eine direkte Hochfrequenzverstärkung umgangen und durch eine zwischenfrequente Verstärkung ersetzt wird. Das geschieht deshalb, weil zur Umsetzung des Signals in die Zwischenfrequenz Kristalldetektoren als Eingangsmischstufe verwendet werden können, die einen um Größenordnungen kleineren Rauschfaktor haben, als die für eine Direktverstärkung der Zentimeterwellen bei größeren Bandbreiten hauptsächlich in Betracht kommenden Laufzeitröhren. Obgleich dieser Umweg über die Zwischenfrequenz nur als Notlösung angesehen werden muß, hat eine Geradeausverstärkung der Signale, gegebenenfalls in Verbindung mit einer kleinen Frequenzversetzung, erst dann eine technische Berechtigung, wenn Elektronenröhren zur Verfügung stehen, die bei den zu fordernden großen Bandbreiten eine hinreichend große Verstärkung und zugleich einen Rauschfaktor haben, der nicht größer ist als der der Mischdetektoren.

Die Erfüllung dieser Vorbedingung ist durch die Erfindung der Wanderfeldröhre und durch ihre Weiterentwicklung in den letzten Jahren in greifbare Nähe gerückt. Während jedoch die Geradeausverstärkung großer Frequenzbänder bei größeren Signalleistungen mit Wanderfeldleistungsröhren bereits in technisch befriedigender Form realisiert werden konnte, hat die rauscharme Wanderfeldröhre als Eingangsstufe ihre endgültige Form noch nicht gefunden. Es wurde zwar bereits 1950 bei 8 cm Wellenlänge der Rauschfaktor 14 erreicht [1] und aus neueren Mitteilungen geht hervor, daß dieser Wert inzwischen bis auf etwa 7 verbessert werden konnte [4]. Dennoch ist hier die Entwicklung noch völlig im Fluß. Verschiedene Vorschläge zur Verringerung des Rauschfaktors von Wanderfeldröhren sind zur Zeit Gegenstand intensiver Untersuchungen [2, 3, 4, 8], ohne daß sich schon entscheiden ließe, welches der beste Weg ist.

In der vorliegenden Arbeit soll nun ein Verfahren zur Erzielung rauscharmer Wanderfeldröhren untersucht werden, das eine Erweiterung einer von *Strutt* [6] für das Klystron durchgerechneten Methode darstellt. Das Verfahren wurde für Wanderfeldröhren in [5] vorgeschlagen und in [7] als grundsätzlich aussichtsreich nachgewiesen. Es besteht darin, daß der Elektronenstrahl, bevor er in die hier als „Arbeitsleitung" bezeichnete Verstärkerleitung (Leitung = Verzögerungsleitung) eintritt, eine geeignet dimensionierte Vorleitung durchlaufen muß, so daß sich, je nach der Anschaltung des Signalgenerators, die in Bild 1 a oder 1 b wiedergegebene Anordnung ergibt. Die beiden Schaltungen sind in bezug auf die Rauschquellen völlig identisch, die Berechnung der Rauschleistung auf den Verzögerungsleitungen kann deshalb gemeinsam vorgenommen werden. Auf die durch die verschiedene Anschaltung des

[1]) Herrn Prof. Dr.-Ing. *G. Güntherschulze* zum 75. Geburtstag am 26. Juli gewidmet.

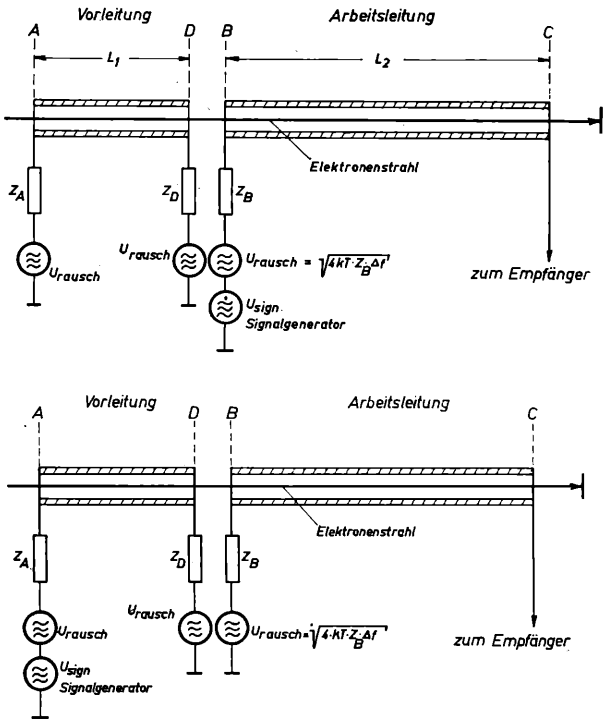


Bild 1. Wanderfeldröhre mit Rauschkompensation
Schaltung 1 a: Die Verstärkung des Signals findet nur in der Arbeitsleitung statt
Schaltung 1 b: Verstärkung des Signals auch noch in der Vorleitung

Signalgenerators bedingten Unterschiede soll erst in den Abschn. 9 bis 11 eingegangen werden.

Dem neuen Verfahren liegt folgendes Prinzip zugrunde: Durch die im Strahl vorhandene Rauschmodulation wird infolge der Wechselwirkung zwischen dem Strahl und der Vorleitung auf dieser eine Rauschspannung erzeugt, die ihrerseits wieder im Strahl eine kohärente zusätzliche Rauschmodulation hervorruft. Am Ausgang der Vorleitung (Ebene D in Bild 1) hat dadurch der Strahl sowohl eine Rauschdichtemodulation als auch eine dazu kohärente Rauschgeschwindigkeitsmodulation. Jede dieser beiden Rauschkomponenten verursacht für sich in der unmittelbar folgenden Arbeitsleitung eine Rauschspannung. Bei geeigneter Dimensionierung der Vorleitung können sich — wie hier gezeigt werden soll — die von den beiden Komponenten auf der Arbeitsleitung hervorgerufenen Rauschspannungen ganz oder teilweise kompensieren, so daß eine Verringerung des Rauschfaktors der Arbeitsleitung um etwa 1 Größenordnung zustande kommt.

2. Funktion der Wanderfeldröhre

Die verschiedenen Theorien der reinen Wanderfeldröhren mit Verzögerungsleitung gestatten es, die Vorgänge in der Röhre in Abhängigkeit von den verschiedenen Röhren- und Betriebsparametern für kleine Signale mit guter Annäherung zu berechnen. Diese Berechnung ist bei Berücksichtigung aller Parameter im allgemeinen sehr umständlich und zeitraubend. Es zeigt sich jedoch [7], daß sich alle Rechnungen ganz wesentlich vereinfachen, wenn der Einfluß der Raumladungsfelder im Strahl und der Einfluß der Eigendämpfung der Verzögerungsleitung vernachlässigt werden. Eine solche Vernachlässigung beeinflußt die erhaltenen Ergebnisse nicht entscheidend und läßt sich durch nachträgliche relativ einfache Korrekturen wieder weitgehend ausgleichen [9]. Für die folgenden Untersuchungen werden deshalb ein vernachlässigbar kleiner Raumladungseinfluß und Verzögerungsleitungen ohne Eigendämpfung vorausgesetzt. In der Bezeichnungsweise der hier benutzten Theorie von *Pierce* [10] bedeutet dies, daß $QC = d = 0$ ist.

Die Verhältnisse auf der Verzögerungsleitung und im Strahl werden zweckmäßig durch eine Überlagerung von 3 Wellen beschrieben, die sich mit 3 verschiedenen, komplexen Ausbreitungskonstanten Γ_1, Γ_2, Γ_3 längs der Verzögerungsleitung in Strahlrichtung (+ z-Richtung) gemäß $\exp(-\Gamma_n \cdot z)$ fortpflanzen. Bei Abwesenheit des Strahles existiert nur eine einzige Welle mit der für die Verzögerungsleitung bei der betreffenden Frequenz charakteristischen und in unserem Falle rein imaginären Ausbreitungskonstanten Γ_0. Für diese Ausbreitungskonstanten gilt:

$$-\Gamma_0 = -j\beta_e - j\beta_e \cdot C \cdot b \text{ mit } \beta_e = \frac{\omega}{u_e};$$
$$-\Gamma_n = -j\beta_e + \beta_e \cdot C \cdot \delta_n \text{ mit } \delta_n = x_n + j y_n. \quad (1)$$

In diesen Gleichungen hat β_e die Bedeutung der Phasenkonstante einer Welle der Kreisfrequenz ω, die sich mit der Geschwindigkeit u_e der Elektronen längs der Verzögerungsleitung ausbreitet. C ist eine kleine Größe (etwa 0,02 in typischen Fällen) und steht als Abkürzung für den Ausdruck

$$C = \left(\frac{K_d I_e}{4 V_e}\right)^{1/3} \quad (2)$$

in dem K_d den Kopplungswellenwiderstand der Verzögerungsleitung, I_e und V_e den Strahlstrom und die Strahlspannung bedeuten. Der Geschwindigkeitsparameter b in Gl. (1) ist ein Maß für die Abweichung der Elektronengeschwindigkeit u_e von demjenigen Wert, für welchen die Elektronengeschwindigkeit mit der Γ_0 entsprechenden natürlichen Phasengeschwindigkeit der Welle auf der Verzögerungsleitung übereinstimmt. Mißt man die Elektronengeschwindigkeiten in Volt, dann gilt angenähert

$$\frac{V_e - V_d}{V_d} = 2bC. \quad (3)$$

Die Spannung V_d ist eine für die betreffende Verzögerungsleitung charakteristische Größe und soll hier in Übereinstimmung mit [9] und [11] als „Ausbreitungsspannung" bezeichnet werden. Die Größen δ_1, δ_2, δ_3 in Gl. (1) sind ein Maß für die Abweichung der durch den Strahl erzwungenen Ausbreitungskonstanten Γ_1, Γ_2, Γ_3 von $j\beta_e$ und lassen sich — aufgespalten in Realteil x_n und Imaginärteil y_n — aus Bild 2 entnehmen. Unter

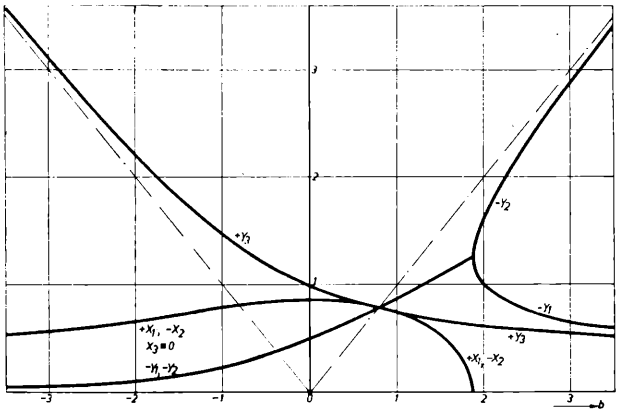


Bild 2. Realteil x_n und Imaginärteil y_n der δ_n in Gl. (1).
Die durch den Index gekennzeichnete Welle breitet sich längs der Verzögerungsleitung aus gemäß:
$\exp[-j\beta_e \cdot z + \beta_e C x_n \cdot z + j\beta_e \cdot C y_n \cdot z]$.

den angenommenen Voraussetzungen hängen die δ_n nur von dem Geschwindigkeitsparameter b ab, außerdem ist, unabhängig von b, für $b \leqq 1{,}89$ *)

$$x_1 = -x_2; \quad y_1 = y_2; \quad x_3 \equiv 0. \tag{4}$$

Der Zustand an einem Punkt der Verzögerungsleitung im Abstand z_0 vom Leitungsanfang ergibt sich durch eine Überlagerung der in diesem Punkte vorhandenen Amplituden der 3 Wellen. Bezeichnen wir diese Amplitude ganz allgemein mit A, dann gilt für die resultierende Amplitude am Punkt z_0 der Ausdruck (5), wenn man die Strecke z_0 in Vielfachen N der axialen Wellenlänge angibt:

$$A(z_0) = \exp[-j2\pi N(1-y_1 C)] \left\{ \begin{matrix} A_1(0)\exp[\ \ 2\pi x_1 CN] + \\ A_2(0)\exp[-2\pi x_1 CN] + \\ A_3(0)\exp[j2\pi(y_3-y_1)CN] \end{matrix} \right\}$$

$$\text{mit } N = \frac{z_0}{2\pi}\beta_e \tag{5}$$

Der vor der Klammer stehende Ausdruck kennzeichnet eine Phasendifferenz gegenüber der Amplitude am Leitungsanfang, die der Laufzeit der 1. Welle von $z = 0$ nach $z = z_0$ entspricht. Für die vorliegenden Untersuchungen ist dieser Faktor ohne Bedeutung und wird bei den späteren Gleichungen und Kurven stillschweigend fortgelassen. Unter einer „resultierenden Amplitude" soll also fortan der in der Klammer der Gl. (5) stehende Ausdruck verstanden werden und unter einer „resultierenden Ortskurve" die diesem Ausdruck als Funktion von CN entsprechende Kurve. In dem Klammerausdruck in Gl. (5) kennzeichnet $A_n(0)$ die Anfangsamplitude der n. Welle; diese hängt, außer von den später noch zu behandelnden Anfangsbedingungen nur noch von dem Parameter b ab. Da auch die δ_n nur von b abhängen, folgt aus Gl. (5), daß bei vorgegebenen Anfangsbedingungen die resultierende Amplitude im Punkte z_0 durch die beiden Parameter b und CN voll bestimmt ist.

3. Die 3 Komponenten der 3 Wellen

Durch die Überlagerung der 3 Teilwellen sollen nicht nur die Verhältnisse auf der Verzögerungsleitung, sondern auch die Zustände im Elektronenstrahl beschrieben werden. Deshalb muß jede dieser 3 Wellen 3 Komponenten enthalten, nämlich:

1. die durch die axiale Feldstärkenamplitude E_n gekennzeichnete, auf der Verzögerungsleitung entlanglaufende elektromagnetische Welle, hier kurz E_n-Welle genannt,
2. die durch die Geschwindigkeitsamplitude v_n gekennzeichnete, sich im Strahl wellenförmig ausbreitende Geschwindigkeitsmodulation, hier kurz v_n-Welle genannt, und
3. die durch die Stromstärkenamplitude i_n gekennzeichnete, sich im Strahl wellenförmig ausbreitende Dichtemodulation (i_n-Welle).

Die 3 jeweils zu einer Welle gehörenden Komponenten E_n, v_n, i_n breiten sich mit derselben, durch den gemeinsamen Index gekennzeichneten Ausbreitungskonstanten Γ_n in der z-Richtung aus. Zwischen den 3 Komponenten einer Welle besteht also ein konstantes Verhältnis, und zwar ist

$$\frac{v_n}{u_e} = \frac{E_n/\Gamma_n}{2V_e}\,\frac{-j}{C\delta_n}; \tag{6}$$

$$\frac{i_n}{I_e} = \frac{E_n/\Gamma_n}{2V_e}\cdot\frac{-1}{C^2\delta_n^2}. \tag{7}$$

*) Für $b > +1{,}89$ verlaufen alle 3 Wellen ungedämpft (s. Bild 2) und mit verschiedenen Phasengeschwindigkeiten ($y_1 \neq y_2 \neq y_3$); Gl. (5) ist dann entsprechend zu ändern.

4. Die Anfangsamplituden der 3 Wellen

Die Anfangsamplituden der 3 Wellen sind durch die Bedingung festgelegt, daß die resultierenden Amplituden ihrer Komponenten am Anfang der Verzögerungsleitung mit den dortigen Anfangsbedingungen übereinstimmen. Bezeichnen wir die am Leitungsanfang vorhandene Amplitude der HF-Feldstärke mit E_0, die der Geschwindigkeitsmodulation mit v_0 und die der Dichtemodulation mit i_0, dann berechnet sich die Anfangsamplitude der E_1-Welle aus

$$E_1(0) = \frac{E_0 + (\delta_2+\delta_3)2V_e\beta_e C\cdot v_0/u_e - j(\delta_2\cdot\delta_3)2V_e\beta_e C^2\cdot i_0/I_e}{(1-\delta_2/\delta_1)(1-\delta_3/\delta_1)}. \tag{8}$$

Die E_2- und die E_3-Welle ergeben sich aus Gl. (8) durch zyklische Vertauschung der Indizes, die anderen Komponenten durch sinngemäße Anwendung der Gl. (6) und (7).

Eine numerische Auswertung der Gl. (6) bis (8) für die hier interessierenden Komponenten der 3 Wellen findet man in den Bildern 3 bis 5, die der Arbeit [7] entnommen wurden.

Sind am Leitungsanfang mehrere HF-Amplituden vorhanden, also z. B. gleichzeitig eine Geschwindigkeits- und eine Dichtemodulation, dann ergeben sich die Anfangsamplituden durch lineare Superposition der von den einzelnen HF-Amplituden herrührenden Anteile.

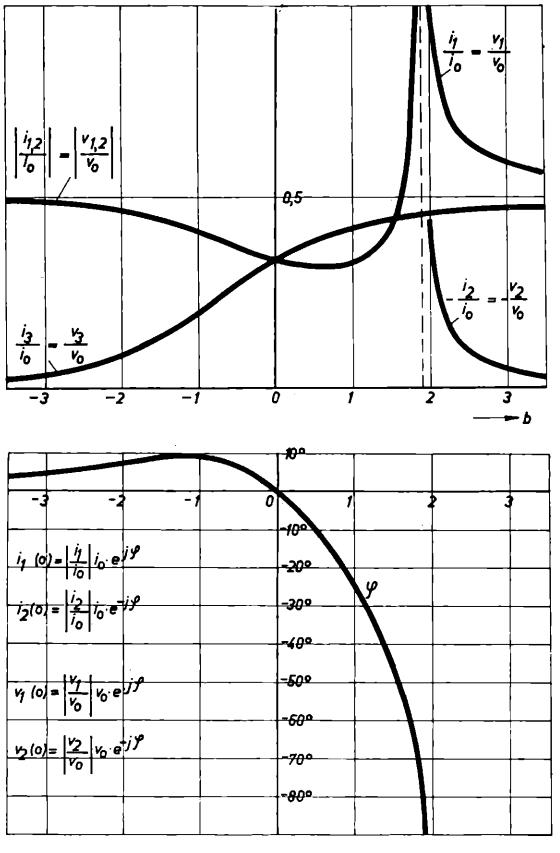


Bild 3. Die Anfangsamplituden der 3 i_n-Wellen (v_n-Wellen) auf einer Verzögerungsleitung als Funktion von b für eine Dichtemodulation i_0 (Geschwindigkeitsmodulation v_0) am Anfang der Verzögerungsleitung

5. Die Anfangsbedingungen für die Vorleitung

Der Bereich der zulässigen Anfangsbedingungen für die Vorleitung ist für die vorliegenden Untersuchungen durch die Theorie des Rauschens von Elektronenströmungen festgelegt.

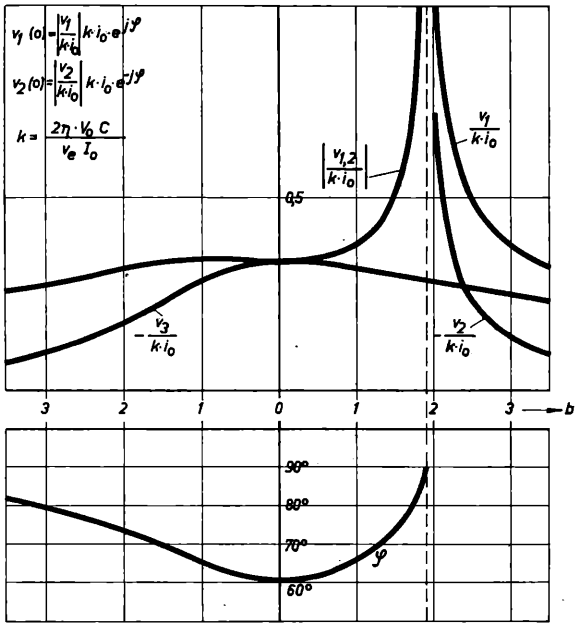


Bild 4. Die Anfangsamplituden der 3 v_n-Wellen für den Fall einer Dichtemodulation i_0 am Anfang der Verzögerungsleitung

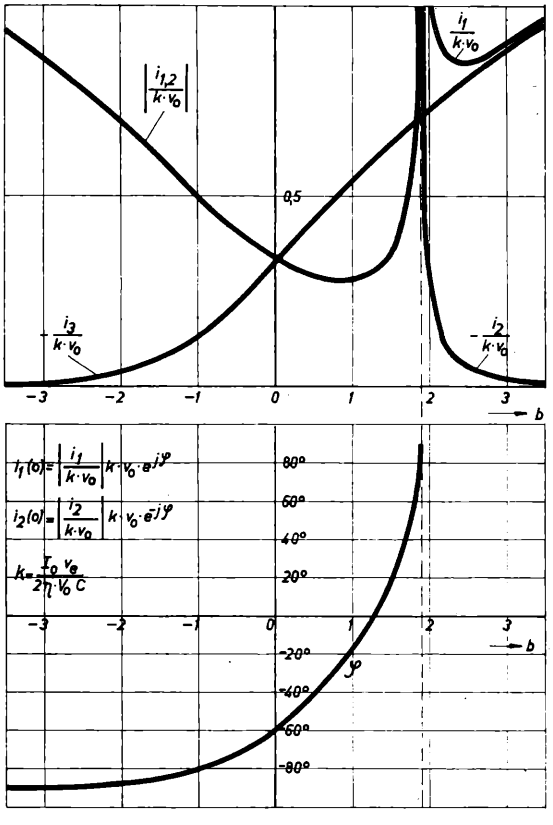


Bild 5. Die Anfangsamplituden der 3 i_n-Wellen für den Fall einer Geschwindigkeitsmodulation v_0 am Anfang der Verzögerungsleitung

Im Bereich niedriger Frequenzen, wenn also die Elektronenlaufzeit klein gegenüber der Schwingungsdauer ist, läßt sich das Strahlrauschen durch eine dem Strahlgleichstrom überlagerte Dichtemodulation beschreiben, deren Effektivwert durch die Gleichung

$$i^2_{a\,\mathrm{eff}} = 2\,e\,I_e \cdot \Delta f \qquad (9)$$

e = Ladung eines Elektrons

zu ermitteln ist, wenn der Elektronenstrahl einer thermisch begrenzten Kathode entstammt. Bei raumladungsbegrenzter Emission ist die rechte Seite der Gl. (9) mit einem sogen. Schwächungskoeffizienten γ^2 zu multiplizieren.

In neueren experimentellen Untersuchungen von *Cutler* und *Quate* [12] und *Watkins* [3] wurde nun gezeigt, daß diese Beschreibung des Rauschens bei raumladungsbegrenzter Emission bei langen Elektronenstrahlen, d. h. bei großen Laufzeitwinkeln der Elektronen, versagt, und daß für diesen Fall eine von *Rack* [13] eingeführte Betrachtungsweise zu einer besseren Beschreibung der Rauschverhältnisse führt. Nach *Rack* ist bei raumladungsbegrenzten Strömen die wesentliche Ursache des Rauschens die *Maxwell*sche Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen im Potentialminimum, die sich in statistischen Schwankungen der mittleren Geschwindigkeit des Elektronenstrahls auswirkt. Es hat sich nun gezeigt, daß sich diese statistischen Schwankungen ersetzen lassen durch eine dem Strahl aufgeprägte äquivalente Rauschgeschwindigkeitsmodulation, deren Effektivwertquadrat gemäß Gl. (10) gleich dem mittleren Schwankungsquadrat der mittleren Geschwindigkeit einer *Maxwell*-Verteilung in dem vorgegebenen Frequenzbereich Δf ist:

$$v^2_{a\,\mathrm{eff}} = (4-\pi)\,\frac{k\,T_k}{I_e}\,\frac{e}{m}\,\Delta f \qquad (10)$$

k = *Boltzmann*-Konstante,
T_k = Kathodentemperatur in °K,
m = Masse eines Elektrons.

Bei langen Elektronenstrahlen entsteht aus dieser Geschwindigkeitsmodulation wie beim Klystron durch Phasenfokussierung eine Dichtemodulation, die mit zunehmendem Laufzeitwinkel zunächst linear anwächst. Diese Dichtemodulation bewirkt über die Abstoßungskräfte der Elektronen eine Verminderung der ursprünglichen Geschwindigkeitsmodulation, und die Zunahme der Dichtemodulation wird laufend geringer. Schließlich ist die ursprüngliche Geschwindigkeitsmodulation völlig verschwunden, und die Dichtemodulation erreicht ihren größten Wert. Durch die statischen Abstoßungskräfte werden die Elektronen in den Gebieten größerer Ladungsdichte zu jenen geringerer Ladungsdichte beschleunigt, dadurch entsteht jetzt eine gegenüber der ursprünglichen um 180° phasenverschobene Geschwindigkeitsmodulation, die eine erst schwächere dann stärkere Abnahme der Dichtemodulation hervorruft. Es findet also kontinuierlich eine periodische Umwandlung der Geschwindigkeitsmodulation in eine Dichtemodulation und umgekehrt statt, ein Vorgang, der schon beim Klystron beobachtet und theoretisch geklärt wurde [14, 15].

Durch die erwähnten Untersuchungen von *Cutler* und *Quate*, bei denen ein Elektronenstrahl mit einem axial verschiebbaren Hohlraumresonator abgetastet wurde, ist sichergestellt, daß diese Maxima und Minima der Rauschdichtemodulation und damit auch die Minima und Maxima der Rauschgeschwindigkeitsmodulation vorhanden und bei einer guten Elektronenoptik stark ausgeprägt sind. Jedoch ist auch bei der besten von *Cutler* und *Quate* erreichten Elektronenoptik in den Minima der Dichtemodulation eine Restdichtemodulation vorhanden, die etwa 20 db unter dem vollen Schrotrauschen liegt und die auf ein Stromverteilungsrauschen zurückgeführt wird. Wenn wir jedoch zunächst von dieser Restrauschdichtemodulation absehen, dann bedeutet dieses Ergebnis für die vorliegenden Untersu-

chungen, daß für die Vorleitung bezüglich des Rauschens folgende Anfangsbedingungen erzielbar sind:

1. Am Leitungsanfang bestehen gleichzeitig eine Dichtemodulation und eine kohärente um $\pm 90^0$ phasenverschobene Geschwindigkeitsmodulation, deren Stärkeverhältnis jeden beliebigen Wert annehmen kann.
   Oder durch spezielle Einstellung:
2. Am Leitungsanfang befindet sich gerade ein Maximum der Dichtemodulation, die Geschwindigkeitsmodulation ist gleich null.
3. Am Leitungsanfang befindet sich gerade ein Minimum der Dichtemodulation und es ist nur eine Geschwindigkeitsmodulation zu berücksichtigen.

Da es bei den vorliegenden Untersuchungen hauptsächlich darauf ankommt zu zeigen, daß und unter welchen Bedingungen eine Rauschkompensation durch eine Vorleitung möglich ist, wollen wir uns zur weiteren Vereinfachung der Rechnung nur auf die beiden Grenzfälle 2 und 3 beschränken. Die anzusetzenden Anfangsbedingungen für die Vorleitung lauten demgemäß:

Grenzfall 2: $E(0) = 0$; $v(0) = 0$; $i(0) = i_{00}$.
Grenzfall 3: $E(0) = 0$; $v(0) = v_{00}$; $i(0) = 0$.

6. Die Verringerung des Schrotstromes durch eine Vorleitung

Am leichtesten ist nach dem bisherigen die Frage zu beantworten, ob sich durch eine Verzögerungsleitung, die mit einem Strahl in Wechselwirkung steht, die Rauschdichtemodulation, also der Schrotstrom verringern läßt. Diese Frage interessiert zwar nicht im Zusammenhang mit dem Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre, doch könnte ein derartiger Effekt bei anderen Laufzeitröhren, wie z. B. dem Klystron, wünschenswert sein.

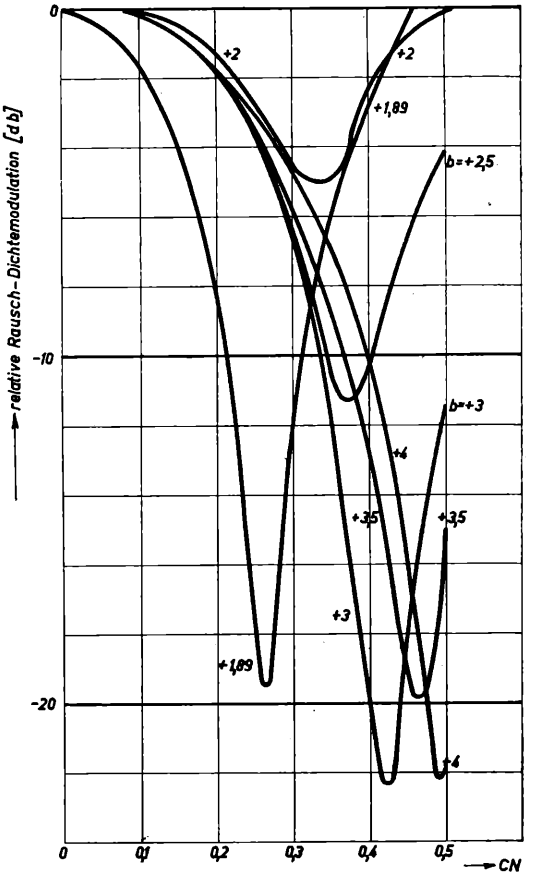


Bild 6. Die Verringerung der Dichtemodulation eines Elektronenstrahls als Funktion von b und CN

Zur Beantwortung dieser Frage ist nur erforderlich, für die Anfangsbedingungen

$$E(0 = 0; \qquad v(0) = 0; \qquad i(0) = i_{00}$$

zu prüfen, für welche Werte von b und CN die dem $i(CN)$ entsprechende Ortskurve möglichst nahe am Nullpunkt vorbeiführt. In Bild 6 sind die in Betracht kommenden Ortskurven ausgewertet. Es zeigt sich, daß mehrere Arbeitspunkte existieren, für welche die der Dichtemodulation entsprechende Rauschleistung maximal um etwa 2 Größenordnungen vermindert werden kann. Diese Arbeitspunkte sind gekennzeichnet durch die Werte:

$$b = +1{,}89 \quad b \approx +3{,}0 \quad b \approx +4{,}0,$$
$$CN \approx 0{,}27 \quad CN \approx 0{,}42 \quad CN \approx 0{,}49.$$

Aus dem Verlauf der zugehörigen Ortskurven [7] ist zu entnehmen, daß die oben angegebenen Werte bereits annähernd die Optimalwerte darstellen und daß bei b-Werten zwischen 3 und 4 keine erheblich größeren Verminderungen der Dichtemodulation eintreten.

7. Der Rauschfaktor der Arbeitsleitung

Der Rauschfaktor der Arbeitsleitung hängt, außer von der Rauschmodulation des Elektronenstrahles, von dem Arbeitspunkt der Arbeitsleitung ab. Damit die Zahl der verfügbaren Parameter nicht unübersichtlich groß wird, wollen wir uns auf den üblichsten Fall beschränken, der durch die Werte

$$b = 0 \qquad CN \geqq 0{,}6$$

gekennzeichnet ist. Die Festlegung eines Mindestwertes von CN ist wichtig, da bei großen Verstärkungen, d. h. großen CN-Werten im allgemeinen nur noch die E_1-Welle auf der Arbeitsleitung berücksichtigt zu werden braucht, da am Ausgang der Arbeitsleitung die anderen beiden Wellen ihr gegenüber meist vernachlässigbar klein sind. Deshalb wollen wir zunächst als Maß für den Rauschfaktor der Arbeitsleitung nur die der E_1-Welle entsprechende Rauschleistung wählen und den Einfluß der anderen beiden Wellen gegebenenfalls nachträglich durch eine Korrektur berücksichtigen. Als relatives Maß der Leistung dient uns das Quadrat der Anfangsamplitude der E_1-Welle auf der Arbeitsleitung. Die Beschränkung auf die Anfangsamplitude ist möglich, weil das Verhältnis der E_1-Rauschamplitude zur E_1-Signalamplitude auf der Arbeitsleitung ortsunabhängig ist, also ebensogut für den *Ausgang* wie für den Eingang der Arbeitsleitung gilt. Für die Anfangsbedingungen der Arbeitsleitung soll außerdem noch die Annahme gültig sein, daß der Rauschmodulationszustand des Elektronenstrahls am Anfang der Arbeitsleitung mit dem am Ende der Vorleitung identisch ist. Der Zwischenraum zwischen Vor- und Arbeitsleitung soll also vernachlässigbar klein sein.

Unter den genannten Voraussetzungen ist es möglich, aus Gl. (8) mit Hilfe von Bild 2 denjenigen Modulationszustand des Strahles am Ende der Vorleitung zu berechnen, für welchen die in die Arbeitsleitung influenzierte E_1-Welle gleich Null wird. In den Bildern 7 a bis c ist diese Berechnung in 3 Stufen durchgeführt; Bild 7 c gibt unmittelbar diejenigen Anfangsbedingungen an, für welche die E_1-Welle in der Arbeitsleitung gleich Null wird. Zu untersuchen bleibt jetzt noch, ob sich dieser Modulationszustand des Strahles unter den angenommenen Voraussetzungen mit einer Vorleitung realisieren läßt.

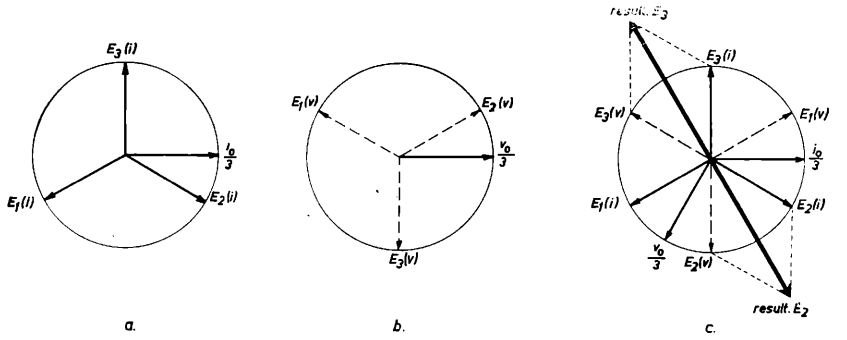


Bild 7. Die Anfangsbedingungen der Arbeitsleitung ($b = 0$):

a) Am Eingang B ist nur eine Dichtemodulation i_0 vorhanden

b) Am Eingang B ist nur eine Geschwindigkeitsmodulation v_0 vorhanden

c) Am Eingang B sind gleichzeitig eine Dichte- und eine Geschwindigkeitsmodulation i_0 und v_0 vorhanden, die in Betrag und Phase so gerichtet sind, daß die von ihnen hervorgerufenen E_1-Wellen sich gegenseitig aufheben

8. Die Rauschverminderung bei einer Wanderfeldröhre mit Vorleitung

Wie in Abschn. 7. erwähnt, dient uns als Maß für den Rauschfaktor der Arbeitsleitung das Quadrat der Anfangsamplitude der E_1-Rauschwelle. Ihre Berechnung erfolgt in der Weise, daß zuerst die resultierenden Ortskurven der Dichte- und der Geschwindigkeitsmodulation ermittelt werden. Aus diesen beiden wird dann auf Grund der in den Bildern 7 a und b dargestellten Zusammenhänge durch geometrische Addition die resultierende Ortskurve der in der Arbeitsleitung erregten E_1-Welle gewonnen. Praktisch erfolgt die geometrische Addition so, daß zuerst die Ortskurve der Geschwindigkeitsmodulation gegenüber der Ortskurve der Dichtemodulation um 60° im Uhrzeigersinn um den Nullpunkt gedreht wird, und daß dann entsprechende Punkte der Ortskurven vektoriell addiert werden.

Die Auswertung der so erhaltenen Ortskurven zeigen die Bilder 8 und 9. Bild 8 entspricht dem Fall, daß am Eingang der Vorleitung eine reine Rauschdichtemodulation vorliegt, daß also dort eines der von *Cutler* und *Quate* [12] beobachteten Maxima liegt (Grenzfall 2). Bild 9 gilt für den Fall, daß am Vorleitungseingang eine reine Rauschgeschwindigkeitsmodulation vorhanden ist, daß sich also dort eines der von *Cutler* und *Quate* beobachteten Minima befindet (Grenzfall 3). Wie die Kurven der Bilder 8 und 9 zeigen, ist unter den angegebenen Voraussetzungen eine erhebliche Verringerung des Rauschfaktors einer Wanderfeldröhre durch Anwendung einer Vorleitung theoretisch möglich. Für den Fall einer reinen Rauschdichtemodulation am Eingang der Vorleitung ergeben sich 2 Arbeitspunkte für die Vorleitung, für welche der Rauschfaktor um etwa eine Größenordnung vermindert wird. Die diesen Arbeitspunkten entsprechenden Werte betragen:

Grenzfall 2: $b = +1{,}89$ $b \approx +3{,}5$
$CN \approx 0{,}18$ $CN \approx 0{,}33$.

Bei einer reinen Rauschgeschwindigkeitsmodulation am Eingang der Vorleitung ergibt sich ein anderer Arbeitspunkt der Vorleitung, für welchen in die Arbeitsleitung überhaupt keine Rausch-E_1-Welle influenziert wird. Diesem Arbeitspunkt entsprechen die Werte:

Grenzfall 3: $b \approx +1{,}75$
$CN \approx 0{,}41$.

9. Grenzen der Rauschkompensation

Wie in den letzten Abschnitten gezeigt wurde, läßt sich unter bestimmten idealisierenden Voraussetzungen diejenige Rauschleistung, die den Hauptbeitrag zum Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre liefert, durch eine Vorleitung zum Verschwinden bringen (Grenzfall 3) oder zumindest auf etwa $^1/_{15}$ herabmindern (Grenzfall 2). Dadurch gewinnt der Einfluß derjenigen Rauschleistungen an Bedeutung, die bisher vernachlässigt wurden, da jetzt der Rauschfaktor der Arbeitsleitung durch die größte von ihnen bestimmt wird. Die wichtigsten der zu berücksichtigenden Rauschquellen sind:

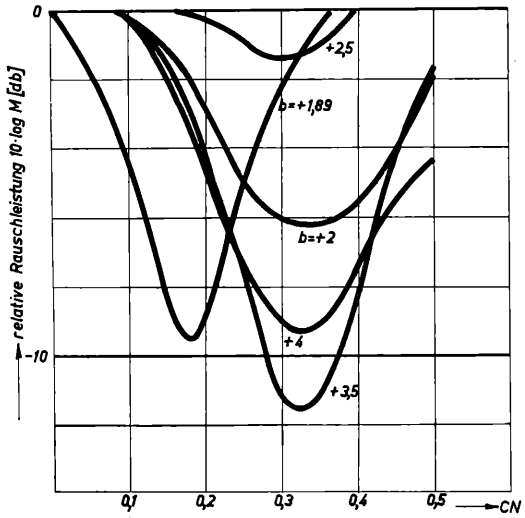


Bild 8. Der Einfluß einer Vorleitung auf den Rauschfaktor der Arbeitsleitung für eine reine Rauschdichtemodulation bei A (Grenzfall 2). Bezugspunkt: Rauschfaktor für Vorleitungslänge → 0

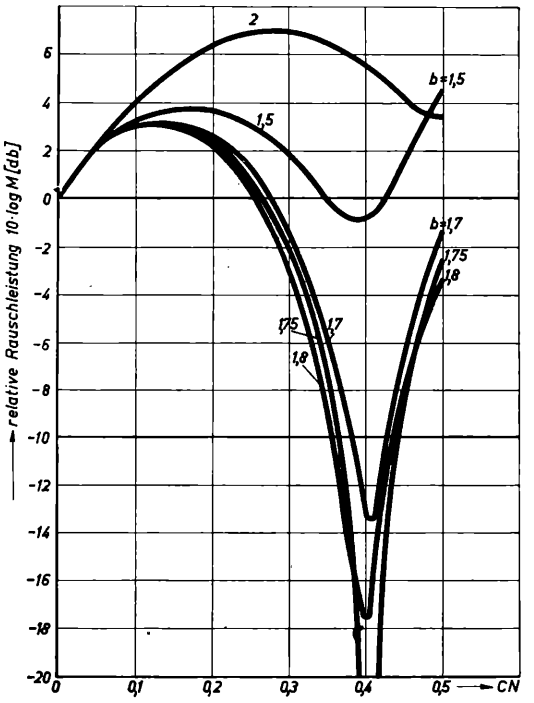


Bild 9. Der Einfluß einer Vorleitung auf den Rauschfaktor der Arbeitsleitung für eine reine Rauschgeschwindigkeitsmodulation bei A (Grenzfall 3)

a) Das thermische Rauschen in der Vorleitung

Die beiden Enden der Vorleitung sind zur Vermeidung einer Selbsterregung durch angepaßte Wirkwiderstände reflexionsfrei abgeschlossen. Diese Wirkwiderstände stellen Rauschgeneratoren dar (s. Bild 1), deren Rauschleistung auf der Vorleitung entlang läuft und den Elektronenstrahl zusätzlich rauschmoduliert. Setzen wir eine ideale Anpassung der Wirkwiderstände voraus, dann trägt nur der eingangsseitige Abschlußwiderstand Z_A zur Modulation des Strahles bei. Wir können nun die Vorleitung als einen Verstärker auffassen, durch welchen die Rauschleistung des Rauschgenerators bei A infolge der Wechselwirkung mit dem Strahl in der Arbeitsleitung stärker wirksam wird als die gleichgroße Rauschleistung des Rauschgenerators bei B. Diese Betrachtungsweise gilt ebensogut auch für Signalleistungen, weshalb sich die „Verstärkung" durch die Vorleitung auch folgendermaßen veranschaulichen läßt: Wir vergleichen hierzu die beiden Schaltungen von Bild 1, wobei vorausgesetzt sein soll, daß der Arbeitspunkt der Röhre und die Signalleistung des Generators in beiden Fällen die gleichen sein sollen. Bezeichnen wir dann mit P'' die am Ausgang C der Arbeitsleitung im Fall der Schaltung 1 a vorhandene Signalleistung und mit P' die Signalleistung bei C im Falle 1 b, dann gibt der dimensionslose Faktor $P = P'/P''$ ein sinnvolles Maß für die Wirksamkeit der Vorleitung in bezug auf die Verstärkung einer Signal- oder einer thermischen Rauschleistung. Die so definierte „Verstärkung" der Vorleitung kann natürlich auch kleiner als 1 sein. Wegen des Vorherrschens der E_1-Welle am Ausgang der Arbeitsleitung läßt sich der Faktor auch noch wie folgt formulieren:

$$P = \left|\frac{E'_{1\,\mathrm{sign}}}{E''_{1\,\mathrm{sign}}}\right|^2 = \left|\frac{E'_{1\,\mathrm{th}}}{E''_{1\,\mathrm{th}}}\right|^2. \qquad (11)$$

In Gl. (11) können wir E'_1 und E''_1 wieder als die Anfangsamplituden der E_1-Wellen auffassen, da ihr gegenseitiges Verhältnis ortsunabhängig ist; dadurch läuft die Berechnung von P auf die schon behandelte Ermittlung der resultierenden Anfangsamplitude auf der Arbeitsleitung gemäß Abschn. 2 bis 5 hinaus. Die sich für die 3 Arbeitspunkte des Abschn. 8 ergebenden Werte von P sind in der Tabelle I wiedergegeben.

Der Faktor P ist außerdem für die Entscheidung maßgebend, welche der beiden Schaltungen von Bild 1 jeweils zweckmäßiger ist: Ist die „Verstärkung" P der Vorleitung größer als 1, dann bringt ein Übergang zur Schaltung 1 b — bei gleicher Ausgangsrauschleistung — eine Erhöhung der Leistungsverstärkung um den Faktor P und damit eine Verringerung des Rauschfaktors um $1/P$. Da gemäß Tabelle I nur für den Grenzfall 3 das $P > 1$ ist, ist für den Grenzfall 3 die Schaltung 1 b, für den Grenzfall 2 die Schaltung 1 a die günstigere.

b) Die „Rest"-Modulation des Strahles

Die in Abschn. 5 zunächst angenommenen idealisierenden Voraussetzungen über die Rauschmodulation des Strahls sind bei praktischen Röhren nicht streng erfüllbar. Wegen des auch in den beiden hier behandelten Grenzfällen noch bestehenden Nebeneinanders von Rauschdichtemodulation und Rauschgeschwindigkeitsmodulation ist bei praktischen Röhren neben der jeweils vorherrschenden Rauschdichtemodulation bzw. Rauschgeschwindigkeitsmodulation stets auch noch eine kleine restliche, überwiegend inkohärente Rauschgeschwindigkeitsmodulation bzw. Rauschdichtemodulation am Vorleitungseingang zu berücksichtigen, die wir mit „Rest"-Modulation bezeichnen wollen. Die am Vorleitungseingang bisher nur vorausgesetzte Rauschmodulation soll fortan unter dem Begriff Hauptmodulation zusammengefaßt werden. Für den in Abschn. 5 definierten Grenzfall 3 ist also die Hauptmodulation eine Geschwindigkeitsmodulation, die Restmodulation eine Dichtemodulation; für den Grenzfall 2 ist es umgekehrt.

Den Einfluß der Restmodulation auf den Rauschfaktor der Arbeitsleitung beschreiben wir durch einen analog zu Gl. (11) definierten Faktor

$$R = \left|\frac{E'_{1\,r}}{E''_{1\,r}}\right|^2, \qquad (12)$$

wobei E'_1 und E''_1 die durch die Restmodulation verursachten Anfangsamplituden der E_1-Welle auf der Arbeitsleitung bezeichnen, je nachdem ob die Restmodulation als bei A oder bei B (Bild 1) befindlich vorausgesetzt wird. Im allgemeinen wird der Einfluß der Restmodulation auf den Rauschfaktor der Arbeitsleitung durch die Vorleitung vergrößert, es ist also $R > 1$. Die 3 hier in Betracht kommenden Werte von R sind ebenfalls in der Tabelle I enthalten.

c) Die unverstärkten Wellen auf der Arbeitsleitung

Als Maß für die Rauschleistung auf der Arbeitsleitung wurde das Quadrat der Anfangsamplitude der jeweils betrachteten E_1-Welle benutzt. Das ist solange zulässig, wie die E_1-Welle am Ausgang der Arbeitsleitung gegenüber den beiden anderen dazugehörigen E-Wellen vorherrscht. Diese Voraussetzung ist erfüllt, wenn die Anfangsamplituden der 3 Wellen auf der Arbeitsleitung annähernd von gleicher Größe sind, also z. B. in den unter a) und b) behandelten Fällen. Bei vollständiger oder teilweiser Kompensation der E_1-Welle muß jedoch noch der Beitrag der unverstärkten E_3-Welle auf der Arbeitsleitung berücksichtigt werden, während die E_2-Welle nach wie vor vernachlässigt werden darf, da sie gedämpft verläuft ($x_2 < 0$) und deshalb am Arbeitsleitungsausgang in allen hier betrachteten Fällen um mindestens 30 db schwächer ist als die E_3-Welle.
Der Einfluß der E_3-Welle wird durch den in Gl. (13) definierten Faktor S beschrieben, dessen berechnete

Tabelle I

Lfd. Nr.	Anfangsbedingung der Vorleitung		Arbeitspunkt der Vorleitung		Widerstands-Rauschen	Rest-Modulation	E_3-Welle	Bemerkungen
	v_{00}	i_{00}	b	CN	P	R	S	
1	0	1	1,89	0,18	0,3	3,1	0,37	Grenzfall 2
2	0	1	3,5	0,33	0,24	1,2	0,3	Grenzfall 2
3	1	0	1,75	0,41	11,3	6,4	6,4	Grenzfall 3

Tabelle II

Wellenlänge	λ	= 7,2 cm	
Betriebsspannung ($b = 0$)	V_d	= 900 V	
Strahlstromstärke	I_e	= 2,1 mA	
Kathodentemperatur	T_k	= 1880 °K	Thorierte Mo-Kathode $T_k/T_0 \approx 6{,}5$!
Maximale Rauschgeschwindigkeitsmodulation	$v_{00\,\max}^2$	= 1,8 v_a^2	v_a^2 ist aus Gl. (10) zu berechnen
Minimale Rauschgeschwindigkeitsmodulation	$v_{00\,\min}^2$	= 0,29 v_a^2	
Maximale Rauschdichtemodulation	$i_{00\,\max}^2$	= 5,6 10^{-2} i_a^2	i_a^2 ist aus Gl. (9) zu berechnen
Minimale Rauschdichtemodulation	$i_{00\,\min}^2$	= 8,9 10^{-3} i_a^2	
Verstärkungsparameter	C	$= 2 \cdot 10^{-2}$	($K_d \approx 14$ Ohm)
Arbeitspunkt der Arbeitsleitung	CN	= 0,7	
Länge der Arbeitsleitung	L_2	= 15 cm	
Signalverstärkung der Arbeitsleitung	G_2	= 23,5 db	
Verstärkung der E_1-Wellen auf der Arbeitsleitung	BCN	= 33 db	

Werte für die 3 Arbeitspunkte der Vorleitung der Tabelle I zu entnehmen sind:

$$S = \left| \frac{E'_{3h}}{E''_{3h}} \right|^2 . \qquad (13)$$

E'_3 bzw. E''_3 sind die Anfangsamplituden der durch die *Haupt*modulation auf der Arbeitsleitung verursachten E_3-Wellen, je nachdem ob die Hauptmodulation als bei A oder bei B (Bild 1) befindlich vorausgesetzt wird.

d) Weitere den Rauschfaktor beeinflussende Faktoren

Die Stromverteilung, die Eigendämpfung der Verzögerungsleitungen und die Raumladungskräfte zwischen den Elektronen sind ebenfalls von Einfluß auf den günstigstenfalls erreichbaren Rauschfaktor der Arbeitsleitung; am wichtigsten ist wohl der Einfluß der Stromverteilung. Soweit diese vor der Vorleitung stattfindet, läßt sie sich wie in b) berücksichtigen. Über die Wirkung einer Stromverteilung innerhalb der Vor- oder Arbeitsleitung liegen jedoch kaum theoretische oder experimentelle Untersuchungen vor, so daß eine Abschätzung hier nicht möglich ist. Von einer Berücksichtigung der Raumladungskräfte und der Eigendämpfung muß hier ebenfalls abgesehen werden, da der hierfür erforderliche Rechenaufwand außerordentlich groß sein würde, ohne daß dadurch grundsätzlich neue Erkenntnisse gewonnen werden könnten. Eine Vorstellung von der Richtung und der Größenordnung dieser Einflüsse auf den Rauschfaktor vermitteln die Untersuchungen von *Watkins* [3], deren Ergebnisse sich jedoch nicht quantitativ auf die hier behandelten Fälle übertragen lassen.

10. Praktisches Zahlenbeispiel

Die Tabelle I enthält alle Zahlenfaktoren, die zur Vorausberechnung des Rauschfaktors einer Wanderfeldröhre mit Vorleitung erforderlich sind. Zu der Berechnung können die bekannten Formeln [8] für den Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre ohne Vorleitung verwendet werden, die für eine Röhre mit Vorleitung etwas zu modifizieren sind (s. Anhang). In dem Fall, daß in Bild 1 bei B eine reine Rauschdichtemodulation gemäß Gl. (9) vorhanden ist, beträgt der Rauschfaktor der Arbeitsleitung:

$$F = 1 + 80 \cdot V_d \cdot C; \qquad (14)$$

und für den komplementären Fall einer reinen Rauschgeschwindigkeitsmodulation bei B gemäß Gl. (10):

$$F = 1 + \frac{0{,}43}{C} \frac{T_k}{T_0} \qquad (15)$$

T_k = Kathodentemperatur in °K, T_0 = Zimmertemperatur in °K. Der Rauschfaktor einer Wanderfeldröhre mit Vorleitung setzt sich nun aus mehreren Komponenten zusammen, die den verschiedenen in Abschn. 9 behandelten Rauschquellen entsprechen. Wir beschränken uns zunächst auf die Schaltung nach Bild 1 a und bezeichnen die einzelnen Beiträge zum Rauschfaktor der Arbeitsleitung mit F_a, F_b, F_h, F_r und F_3, die den einzelnen Rauschquellen wie folgt zugeordnet sein sollen:

- F_a entspricht dem Beitrag des Abschlußwiderstandes Z_A und ist zahlenmäßig gleich P; s. Gl. (11).
- F_b entspricht dem Beitrag des Abschlußwiderstandes Z_B und ist definitionsgemäß gleich 1. Der Summand 1 in Gl. (14) und (15) ist identisch mit F_b.
- F_h entspricht dem Beitrag der Hauptmodulation.
- F_r entspricht dem Beitrag der Restmodulation und
- F_3 dem Beitrag der durch die Hauptmodulation bei A in der Arbeitsleitung hervorgerufenen E_3-Welle.

Um nun den Anschluß an experimentell gesicherte Voraussetzungen zu gewinnen, seien die erhaltenen Ergebnisse auf eine Wanderfeldröhre mit Vorleitung angewandt, die bezüglich der Wellenlänge und der Eigenschaften des Elektronenstrahls den von *Cutler* und *Quate* mitgeteilten Werten entspricht. Die noch fehlenden Röhren- und Betriebsparameter lassen sich durch Abschätzung angemessen ergänzen, so daß sich etwa die in Tabelle II wiedergegebenen Röhrendaten ergeben, die den folgenden Abschätzungen zugrundegelegt werden sollen. Für die einzelnen weiter oben erläuterten Beiträge zum Rauschfaktor ergeben sich dann die in Tabelle III zusammengestellten Werte. Der resultierende Rauschfaktor der Arbeitsleitung (Schaltung 1 a) ist dann annähernd gleich der Summe der einzelnen Beiträge

Tabelle III

L_1 = Vorleitungslänge, V_1 = Vorleitungsspannung,

$F_{0\min} \approx 101$ (ohne Vorleitung).

Lfd. Nr.	L_1 [cm]	V_1 [Volt]	F_a	F_b	F_h	F_r	F_3	ΣF	$\frac{\Sigma F}{P}$	F_0
1	4,0	970	0,3	1	9	126	0,015	136	450	122
2	7,8	1025	0,24	1	5,4	49	0,012	56	233	122
3	9,2	965	11,3	1	0	82	0,95	95	8,4	272
			Schaltung nach Bild 1 a						Schaltung nach Bild 1b	ohne Vorleitung

(Spalte ΣF). Der Rauschfaktor der Schaltung 1 b ist um den Faktor $1/P$ kleiner (bzw. größer) als nach Schaltung 1 a. Diesem Rauschfaktor entspricht die Spalte $\Sigma F/P$. Zum Vergleich dient die Spalte F_0, die den Rauschfaktor angibt, der sich ergeben würde, wenn sich die bei A angenommene Rauschmodulation bei B befinden würde. Ebenfalls zum Vergleich dient der Wert von $F_{0\min}$, der unter den angenommenen Voraussetzungen den kleinsten ohne Vorleitung erzielbaren Rauschfaktor der Arbeitsleitung bezeichnet.

11. Folgerungen und Aussichten

Der große Beitrag, den die Restmodulation zum Rauschfaktor liefert (Spalte F_r in Tabelle III) zeigt, daß der Versuch einer Rauschkompensation mit einer Vorleitung nur dann sinnvoll ist, wenn es gelingt, die Restmodulation hinreichend klein zu halten. Da die Restmodulation zu einem großen Teil durch eine Stromverteilung [12] verursacht wird, muß bei einer Wanderfeldröhre mit Vorleitung auf eine extrem gute Elektronenoptik geachtet werden. Es ist dabei anzustreben, daß möglichst nur 0,1 % des Strahlstromes vor oder in der Vorleitung verlorengeht, eine Bedingung, die z. B. bereits in der von *Peter* [4] beschriebenen Röhre weitgehend realisiert ist. In diesem Fall erhält man durch Extrapolation von Bild 6 in [12] für den Grenzfall 3 einen Rauschfaktor von 2,8 gegenüber einem Rauschfaktor $F_{0\min}$ von 28. Unter der Voraussetzung, daß es gelingt, den Einfluß der Restmodulation beliebig klein zu halten, ergibt sich ein günstigstenfalls zu erreichender Rauschfaktor von etwa $F = 1{,}2$. Hierzu muß, wie schon früher von *Field* [1] mitgeteilt wurde, vermieden werden, daß der Strahl einen von kälteren Kathodengebieten herrührenden thermisch begrenzten Anteil hat.

Insgesamt geben jedoch die Zahlen der Tabelle III ein zu ungünstiges Bild der Möglichkeiten der Rauschkompensation, da die von *Cutler* und *Quate* mitgeteilten Versuchsbedingungen in mehrfacher Hinsicht ungeeignet für eine Wanderfeldröhre mit Vorleitung sind. Auf die Stromverteilung ist bereits hingewiesen worden. Hinzu kommt, daß bei *Cutler* und *Quate die* Kathodentemperatur relativ hoch gewesen ist (thorierte Mo-Kathode $T_k/T_0 = 6{,}5$!), und daß auch die Spannung von 900 V für eine rauscharme Röhre noch recht hoch ist. Durch Herabsetzung der Spannung auf etwa 600 V würde z. B. der Einfluß einer Rauschdichtemodulation bei gleicher Röhrenlänge etwa auf die Hälfte herabgesetzt werden.

Alle bisher genannten Zahlen gelten streng genommen nur für eine einzelne Frequenz, nämlich für diejenige, bei der die hier berechnete Kompensation exakt eintritt. Je größer die Abweichung von dieser Frequenz, desto geringer ist die Rauschverminderung. Dennoch werden sich bei endlichen Bandbreiten im Mittel noch erhebliche Rauschverminderungen erzielen lassen. Über die Bandbreite, innerhalb derer noch eine erhebliche Verringerung des Rauschfaktors eintritt, läßt sich aus allgemeinen Überlegungen folgern, daß sie etwa von der gleichen Größenordnung ist, wie die in [17] untersuchte elektronische Dämpfung, also etwa $\Delta f/f = 10\,\%$. Aus der gleichen Arbeit läßt sich überdies ableiten, wie sich die Bandbreite voraussichtlich noch vergrößern läßt.

Die Berechnung des Rauschfaktors einer Wanderfeldröhre mit Vorleitung

Tabelle IV

F_h	$80 V_d C \cdot \gamma^2_{\max} M$	$\frac{0{,}43}{C} \frac{T_k}{T_0} r_{\max} M$
F_r	$\frac{0{,}43}{C} \frac{T_k}{T_0} r_{\min} R$	$80 V_d C \cdot \gamma^2_{\min} R$
F_3	$\frac{80 V_d C \cdot \gamma^2_{\max} S}{\exp[2 \cdot 5{,}44 CN]}$	$\frac{\frac{0{,}43}{C} \frac{T_k}{T_0} r_{\max} S}{\exp[2 \cdot 5{,}44 CN]}$
	Grenzfall 2	Grenzfall 3

Der Rauschfaktor ist annähernd gleich der Summe der einzelnen Beiträge F_a, F_b, F_h, F_r und F_3, die einzeln berechnet werden müssen. Zur Berechnung können die Gl. (14) und (15) herangezogen werden, die, wie in der Tabelle IV angegeben, zu modifizieren sind. In der Tabelle IV bezeichnet der Schwächungskoeffizient γ^2 das Verhältnis der bei A vorhandenen Rauschdichtemodulation i_{00} zum vollen Schrotstrom i_a nach Gl. (9) gemäß der Definitionsgleichung

$$\gamma^2 = \left| \frac{i^2_{00}}{i^2_a} \right| . \tag{16}$$

Der Faktor r bezeichnet das Verhältnis der bei A vorhandenen Rauschgeschwindigkeitsmodulation v_{00} zu der aus Gl. (10) zu berechnenden Rauschgeschwindigkeitsmodulation v_a gemäß der Definitionsgleichung

$$r = \left| \frac{v^2_{00}}{v^2_a} \right| . \tag{17}$$

Für das Zahlenbeispiel sind γ^2 und r in Tabelle II enthalten. Der Faktor M ist aus Bild 8 bzw. 9 zu entnehmen, die Faktoren P, R und S aus der Tabelle I.

Der bei F_3 im Nenner stehende Ausdruck berücksichtigt, daß die E_3-Welle die Arbeitsleitung unverstärkt durchläuft, während alle anderen betrachteten Rausch- und Signalkomponenten um den Faktor $\exp(5{,}44 \cdot CN)$ anwachsen.

Die Formeln der Tabelle IV gelten für die Schaltung 1 a, für die Schaltung 1 b sind die rechten Seiten der Formeln durch den aus Tabelle I zu entnehmenden Faktor P zu dividieren.

Schrifttumsnachweis

[1] *L. M. Field:* Electronics 23 (1950), S. 100—104.
[2] *F. N. H. Robinson* und *R. Kompfner:* Proc. IRE. 39 (1951), S. 918—926.
[3] *D. A. Watkins:* Proc. IRE. 40 (1952), S. 65—70.
[4] *R. W. Peter:* RCA.-Rev. 13 (1952), S. 344—368.
[5] *H. Schnitger:* Deutsche Patentanm. v. 31. 10. 1949.
[6] *M. J. O. Strutt:* Proc. IRE. 36 (1948), S. 19—23.
[7] *D. Weber:* Untersuchungen über das Rauschen der Wanderfeldröhre. Dissertation, T. H. München 1952.
[8] *W. Kleen:* FTZ 4 (1951), S. 19—25, 56—63, 182.
[9] *H. Schnitger* und *D. Weber:* AEÜ 6 (1952), S. 369 bis 376.
[10] *J. R. Pierce:* Traveling-Wave Tubes. Van Nostrand, New York 1950.
[11] *H. Schnitger* und *D. Weber:* FTZ 6 (1953), S. 66—72.
[12] *C. C. Cutler* und *C. F. Quate:* Phys. Rev. 80 (1950), S. 875—878.
[13] *A. J. Rack:* Bell Syst. T. J. 17 (1938), S. 592—619.
[14] *W. C. Hahn:* G. E. Rev. 42 (1939), S. 258—270.
[15] *S. Ramo:* Phys. Rev. 56 (1939), S. 276—283.
[16] *C. C. Cutler:* Proc. IRE. 39 (1951), S. 914—917.
[17] *H. Schnitger:* FTZ 4 (1951), S. 301—305.

SONDERDRUCK AUS

DIE NATURWISSENSCHAFTEN

1953, HEFT 22, S. 578/79 SPRINGER-VERLAG / BERLIN · GÖTTINGEN · HEIDELBERG 40. JAHRGANG

Der Drifttransistor.

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt.

Der Schichttransistor in der Art, wie er von SHOCKLEY angegeben wurde[1],[2], ist dadurch gekennzeichnet, daß in der Mittelzone des Halbleiters, der Basiszone, die Störstellenkonzentration praktisch konstant ist, so daß dort kein elektrisches Feld herrscht. Die vom Emittor herkommenden Minderheitsladungsträger können dann nur durch reine Diffusion zum Kollektor gelangen, wozu sie im Mittel die Zeit

$$\tau_D = d^2/D \tag{1}$$

benötigen (d = Basisdicke; D = Diffusionskonstante). Dieser Schichttransistor ist also ein „Diffusionstransistor"; die obere theoretisch mögliche Frequenz, bis zu der er noch als Verstärker brauchbar ist[2], beträgt

$$\nu_D = 1/(\pi\,\tau_D)\,. \tag{2}$$

Sorgt man absichtlich dafür, daß — etwa durch geeignetes Eindiffundierenlassen von Störstellen — die Störstellenkonzentration in der Basis zum Kollektor hin ungefähr rein exponentiell abfällt, so herrscht in der Basis wegen der räumlichen Konstanz der FERMIschen Grenzenergie ein ungefähr konstantes elektrisches Feld, das die Minderheitsträger zwangsläufig zum Kollektor hintreibt.

Wenn N_e und N_c die Störstellenkonzentrationen an den beiden Enden der Basis sind, beträgt der gesamte Potentialunterschied in guter Näherung

$$\Delta V = kT \cdot \ln\,(N_e/N_c)\,. \tag{3}$$

Ist nun $\Delta V \gg kT$ und ist die Feldstärke konstant, so hat dieser „Drifttransistor" folgende geänderte Eigenschaften:

1. Für die Driftzeit τ_F gilt statt (1):

$$\tau_F = (kT/\Delta V) \cdot \tau_D\,. \tag{4}$$

Die oberste Grenzfrequenz als Verstärker steigt um den Faktor

$$\left(\frac{\Delta V}{2\,kT}\right)^{\frac{3}{2}} \quad \text{auf} \quad \nu_F = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{\Delta V}{2\,kT}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{\tau_F}\,. \tag{5}$$

2. Der Stromverstärkungsfaktor α rückt um so viel näher an eins heran, daß $1-\alpha$ um den Faktor $2kT/\Delta V$ abnimmt.

3. Bezogen auf gleiche Stromdichte (nicht gleiche Spannung!), bleibt der differentielle Emittorleitwert $l_e = (\partial i_e/\partial U_e)_{U_e}$ unverändert, während der Kollektorleitwert l_c stark abnimmt, und zwar im Falle vernachlässigbarer Rekombinationsverluste in der Basis um den Faktor

$$(\Delta V/kT) \cdot \exp(-\Delta V/kT)\,. \tag{6}$$

Entsprechend nimmt das Verhältnis $l_e : l_c$ und damit der maximal erreichbare Verstärkungsgrad zu. Bei endlicher Rekombinationsrate sind die Unterschiede etwas geringer.

Wenn E der Bandabstand des Halbleiters ist, so ist der größte noch sinnvolle Wert für ΔV gleich $E - 6\,kT$. Bei Germanium ist $E \approx 0{,}72$ eV, also wird maximal $\Delta V = 8\,kT$. Das zugehörige Störstellenverhältnis ist 3000:1. Es ergäbe sich damit ein Ansteigen der *theoretischen* Grenzfrequenz um den Faktor 8! Eine genauere Überlegung zeigt, daß in der *Praxis* die Verbesserung noch mehr ausmacht, da der theoretische Wert beim Drifttransistor besser ausgenutzt werden kann als beim Diffusionstransistor.

Die ausführliche Theorie des Drifttransistors soll in Kürze an anderer Stelle veröffentlicht werden.

Fernmeldetechnisches Zentralamt Darmstadt.

H. KRÖMER.

Eingegangen am 14. Oktober 1953.

[1] SHOCKLEY, W.: Bell System Techn. J. **28**, 435 (1949).

[2] SHOCKLEY, W., M. SPARKS u. G. K. TEAL: Physic. Rev. **83**, 151 (1951).

Druck der Universitätsdruckerei H. Stürtz AG., Würzburg

Sonderdruck

aus

ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Die Messung der Welligkeit des Elektronenstrahls einer Wanderfeldwendelröhre

Von HERBERT SCHNITGER, Darmstadt

Herrn Professor Dr.-Ing. G. Güntherschulze zum 75. Geburtstag gewidmet.

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

(A. E. Ü. 7 [1953], 415—420; eingegangen am 13. Juni 1953)

DK 621.396.615.143:621.317.3

Aus den bekannten Gesetzmäßigkeiten für den Verlauf eines stromstarken Elektronenstrahls in einem homogenen magnetischen Längsfeld wird der Zusammenhang zwischen der auf die kleinste Wellenlänge bezogenen Strahlwellenlänge λ (λ = kleinster Abstand zwischen zwei Strahlknoten) und dem auf den Gleichgewichtsradius bezogenen größten Strahlradius abgeleitet. Dieser für verschiedene Durchflutungen der Kathode gegebene Zusammenhang gestattet es, die Messung der Strahlwelligkeit auf eine Wellenlängenmessung zurückzuführen. Sie erfolgt durch Messung des Wendelstromes in Abhängigkeit von der Lage einer konzentrisch auf der Röhrenachse bewegten engen kurzen Doppelspule, deren beide gleiche Wicklungen von demselben Gleichstrom im entgegengesetzten Sinne durchflossen werden. Aus der gemessenen Welligkeit und der lichten Weite der Wendel ergibt sich dann der Gleichgewichtsradius.

Einleitung

In der Röhrentechnik werden in zunehmendem Maße Elektronenstrahlen verwendet, die sehr lang im Verhältnis zum Durchmesser sind und die gleichzeitig relativ zur Strahlgeschwindigkeit eine große Stromdichte besitzen. Infolge der Abstoßungskräfte zwischen den Elektronen würde sich ein solcher Strahl bald unzulässig stark aufweiten, wenn nicht ein geeignetes Gegenmittel angewendet wird. Zur Verhinderung der Aufweitung wird meist ein homogenes magnetisches Längsfeld vorgesehen. Den Elektronen wird dabei vor Eintritt in dieses Längsfeld eine Rotationsgeschwindigkeit erteilt, die senkrecht auf dem Längsfeld steht, so daß sich eine zur Achse gerichtete Lorentzkraft ergibt; diese ist damit der Abstoßungskraft der Elektronen entgegengerichtet.

Bei Wanderfeldröhren besteht die Hauptforderung darin, bei einem vorgegebenen Wert für das magnetische Längsfeld und bei vorgegebener Strahlspannung einen möglichst großen Strom durch eine langgestreckte metallische Begrenzung, z. B. durch eine Wendel, zu schießen. Zur Erzielung des maximal möglichen Stromes muß das Strahlerzeugungssystem am Anfang des homogenen Teiles des magnetischen Längsfeldes Anfangsbedingungen liefern, die ein Rotieren der Elektronen um die Strahlachse ohne Bewegung in Richtung des Radius bewirken. Je schlechter die Anfangsbedingungen hierfür erfüllt sind, desto größer wird die Bewegung der Elektronen in radialer Richtung mit einer daraus folgenden Welligkeit des Strahlrandes, durch die die hindurchschießbare Stromstärke herabgesetzt wird. Ein Maß für die Güte einer Strahlführung wäre damit die Amplitude der sich ergebenden Welligkeit. Die unmittelbare Messung dieser Amplitude ist bei fertigen Röhren meist nicht möglich. Es ist daher üblich, als erstes Maß für die Güte der erreichten Strahlführung, den Strahlstrom unmittelbar zu betrachten, der ohne einen unzulässig hohen Strom zur metallischen Begrenzung erzielt wird und diesen Strahlstrom auf den theoretisch bei verschwindender Welligkeit maximal möglichen Strahlstrom zu beziehen. Hierbei können aber Fehlschlüsse dadurch entstehen, daß Gasreste in den Röhren eine starke positive Ionenraumladung hervorrufen, die den tatsächlich möglichen Maximalstrom größer werden lassen als den theoretischen Maximalstrom ohne Ionen [1]. Es besteht daher weiter die Notwendigkeit, die Amplitude der Welligkeit experimentell an technischen Wanderfeldröhren zu bestimmen. Eine hierfür geeignete Methode wird im folgenden beschrieben. Sie geht von der von WANG [2] in übersichtlicher Form gegebenen Darstellung des Strahlverlaufs im homogenen Teil des magnetischen Längsfeldes für allgemeine Anfangsbedingungen aus. Aus der Darstellung von WANG läßt sich ein Zusammenhang zwischen der Amplitude der Welligkeit und der „Wellenlänge" der periodischen Strahlwelligkeit ableiten. Die Bestimmung der Amplitude der Welligkeit wird damit auf die experimentelle Bestimmung der Wellenlänge der Welligkeit zurückgeführt, die mit verhältnismäßig geringem Aufwand an den meisten fertigen Wendelröhren durchgeführt werden kann.

1. Der Strahlverlauf im homogenen elektrischen und magnetischen Feld

In einer Schnittebene durch die Strahlachse ergeben sich für die Strahlgrenze im homogenen elektrischen und magnetischen Feld die in Abb. 1 dargestellten Wellenlinien. Abgesehen von der Rotation um die z-Achse, verbunden mit einer geringen Radialgeschwindigkeit, bewegen sich die Elektronen in Richtung z, parallel zu den magnetischen Induktionslinien des durch B_z gegebenen Feldes. Die Strahlachse fällt mit der Achse des metallischen Zylinders mit dem Radius r_w, der bei Wanderfeldwendelröhren z. B. an Stelle der Wendel gedacht sein soll, zusammen. Dadurch wird das elektrische

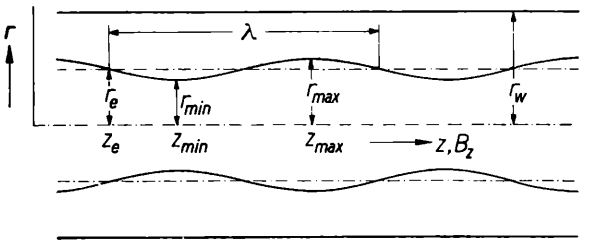


Abb. 1. Der Verlauf eines Elektronenstrahls mit Strahlwelligkeit.

Feld, das nur durch die Elektronenraumladung hervorgerufen sei, rotationssymmetrisch.

Übliche Elektronenkanonen liefern einen Strahl, dessen Dichte über den Querschnitt in erster Näherung konstant ist. Die Homogenität der Dichte über den Strahlquerschnitt bleibt dann auch in dem Strahlverlauf nach Abb. 1 erhalten, der daher vollständig durch die Bewegung der Randelektronen beschrieben wird, die sich ausschließlich auf der Mantelfläche bewegen. Die Strahlrandelektronen treten auch an der Kathode aus der Randzone aus.

Je nach der Größe des Strahlquerschnitts in Abhängigkeit von z ist das Potential V am Rande des Strahls bei vorgegebenem Potential V_w der metallischen Begrenzung und vorgegebener Stromstärke I verschieden. Die Potentiale V und V_w seien dabei auf das Potential der Kathode, aus der die Elektronen mit der Geschwindigkeit 0 austreten sollen, bezogen. Von der metallischen Begrenzung bis zum Strahlrand fällt das Potential stets logarithmisch ab. Die Kraftwirkung des Raumladungsfeldes auf das Randelektron können wir daher von der örtlichen Potentialfunktion V ableiten, für welche hier gilt

$$V = V_w \cdot \left[1 - \frac{A}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{\xi \cdot I}{V_w^{3/2}} \cdot \ln \left(\frac{r_w}{r} \right)^2 \right], \qquad (1)$$

wenn wir fortan zur Abkürzung schreiben

$$\sqrt{m/2e} = A; \quad A = 1{,}68 \cdot 10^{-8}\ \mathrm{V^{1/2} \cdot s \cdot cm^{-1}}; \qquad (1a)$$

ε_0 = Dielektrizitätskonstante des Vakuums
$= 8{,}85 \cdot 10^{-14}\ \mathrm{A \cdot s \cdot V^{-1} \cdot cm^{-1}}$.

ξ ist in Gl. (1) ein Zahlenfaktor, der der Tatsache Rechnung trägt, daß die Raumladung in dem Elektronenstrahl nicht exakt durch die Stromdichte und eine der Spannung V_w entsprechende Strahlgeschwindigkeit in Richtung z beschrieben wird, wie dies für $\xi = 1$ der Fall sein müßte. Die wirklichen Geschwindigkeiten der Elektronen sind kleiner als die V_w entsprechenden Geschwindigkeiten, da erstens ein Teil der Elektronenenergie in Rotationsenergie umgewandelt worden ist und zweitens das Raumladungsfeld die Elektronengeschwindigkeit herabsetzt. ξ ist auf diese Weise stets größer als 1 und bei den hier behandelten Wanderfeldröhren mit nur geringem Fehler gleich 1 zu setzen.

Es ist üblich, die Gl. (1) durch die Einführung des Raumladungsverhältnisses K gemäß der Beziehung

$$K = \frac{\xi \cdot I}{V_w^{3/2}} \qquad (2)$$

zu vereinfachen.

Wie Brillouin [3] gezeigt hat, hängt der Teil der Elektronenenergie, der in Rotationsenergie verwandelt wird, nur von der Anzahl der magnetischen Induktionslinien ab, die das Elektron auf seinem Wege vom Austritt aus der Kathode an gerechnet schneiden muß, aber nicht von Besonderheiten dieses Weges. Für ein Randelektron ist die Anzahl dieser Kraftlinien durch B_k, B_z, r_k und r gegeben, wenn mit dem Index k die Kathode bezeichnet wird. Für $\dot{\Theta}$ ergibt sich dann:

$$\dot{\Theta} = \frac{1}{4A^2} \cdot B_z \left(1 - \frac{r_k^2 B_k}{r^2 B_z} \right) \qquad (3)$$

und damit erhalten wir für die Potentialfunktion der Magnetfeldwirkung:

$$A^2 r^2 \dot{\Theta}^2 = \frac{1}{16A^2} \cdot r^2 B_z^2 \left(1 - \frac{r_k^2 B_k}{r^2 B_z} \right)^2 . \qquad (4)$$

Aus Gl. (3) ersieht man, daß bei vorgegebenen Werten von B_z, r und r_k die zur Achse gerichtete, von dem Magnetfeld herrührende Kraft am größten ist, wenn $B_k = 0$ ist, da dann Θ gleich der Larmorfrequenz wird, für die bei vorgegebenem Radius die Differenz aus Lorentzkraft und Zentrifugalkraft optimal ist. $B_k = 0$ wird daher bei fast allen Strahlerzeugungssystemen in Wanderfeldröhren angewendet, um bei vorgegebenen Werten von Strahlstrom, Strahlspannung und Strahlquerschnitt mit einer möglichst geringen magnetischen Induktion B_z auszukommen.

Bei gegebener Funktion $eV - \frac{m}{2} \cdot r^2 \dot{\Theta}^2$ und gegebenen Anfangsbedingungen $r = r_0$ und $v_r = v_{r_0}$ für $z = 0$, wobei v_r die Geschwindigkeitskomponente in Richtung des Radius angibt, stellt sich die Bewegung der Randelektronen mit den Bezeichnungen von Abb. 1 folgendermaßen dar, wenn als Ausgangspunkt auf der z-Achse $z = z_e$ gewählt sei: Unter dem Einfluß einer zur Achse gerichteten Geschwindigkeitskomponente v_r verkleinert sich der Strahlradius; das Elektron nimmt potentielle Energie aus dem Raumladungsfeld auf, bis die Komponente v_r bei $r = r_{min}$ aufgebraucht ist. Die Bewegung des Elektrons in Richtung r erfolgt von diesem Punkt an im entgegengesetzten Sinn mit zunehmender Geschwindigkeitskomponente v_r. Von einem bestimmten Wert $r = r_e$ an überwiegt die aus dem Magnetfeld kommende Kraftwirkung die aus dem elektrischen Feld stammende, die Geschwindigkeitskomponente v_r wird wieder abgebremst, wobei die potentielle Energie des Elektrons vergrößert wird bis zur Umkehr bei $r = r_{max}$. Bei $r = r_e$ hat die kinetische Energie in bezug auf die Richtung r ein Maximum und dementsprechend die potentielle Energie ein Minimum. Die äußeren Kräfte am Elektron heben sich gerade auf. r_e wird daher als Gleichgewichtsradius bezeichnet.

Werden die Randelektronen an der Stelle des Gleichgewichtsradius parallel zur Achse in den homogenen Teil des Feldes eingeschossen, dann bewegen sie sich auf einem Zylinder mit diesem Ra-

dius. Der Gleichgewichtsradius berechnet sich durch Differentiation der Potentialfunktion nach r und Einsetzen der Bedingung, daß die Beschleunigung in Richtung r Null ist. Für den ausgezeichneten Fall, daß gleichzeitig keine magnetische Induktion senkrecht zur Kathodenfläche vorhanden ist, ergibt sich ein kleinster Gleichgewichtsradius r_a, der in der Literatur häufig als charakteristische Größe für die Beschreibung der Eigenschaften eines Elektronenstrahls in einem magnetischen Längsfeld benutzt wird [1] und für den gilt:

$$r_a = \sqrt{\frac{4A^3}{\pi\varepsilon_0}} \cdot \frac{\sqrt{KV_w}}{B_z} \tag{5}$$

bzw.

$$r_a = 830 \cdot \frac{I^{1/2}}{V_w^{1/4} B} \tag{5a}$$

mit B_z in Gauß, r in cm, I in A, V_w in V und $\xi = 1$.

Für $B_k \neq 0$ gilt unter Verwendung von r_a die allgemeinere Beziehung:

$$r_e = r_a \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4\left(\frac{B_k r_k^2}{B_z r_a^2}\right)^2} \right]^{1/2}. \tag{6}$$

Man gelangt zu allgemeinen Koordinaten für den Weg der Randelektronen, wenn man alle Ausdehnungen auf r_a bezieht gemäß den Definitionen

$$R = r/r_a \quad \text{und} \quad Z = z/r_a. \tag{7}$$

Die Potentialfunktion ergibt sich in dieser Schreibweise aus Gl.(1), (4) und (6) zu:

$$\frac{1}{V_w}(V - A^2 r^2 \dot{\Theta}^2) = \frac{A^2}{V_w}(\dot{r}^2 + \dot{z}^2) = \tag{8}$$

$$= 1 - K \cdot \frac{A}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \left[\ln\left(\frac{R_w}{R_e}\right)^2 + R_e^2 \left(1 - \frac{\sqrt{R_e^2 - 1}}{R_e}\right)^2 - \right.$$

$$\left. - \ln\left(\frac{R}{R_e}\right)^2 + (R^2 - R_e^2)\left(1 - \frac{R_e^2 - 1}{R^2}\right) \right].$$

2. Die Berechnung der Wellenlänge λ der Strahlwelligkeit

Die Differentialgleichung (8) ergibt für R Werte, die sich in Richtung Z periodisch wiederholen und die symmetrisch zu Z_{max} oder Z_{min} liegen, wenn die zu den bereits erläuterten Extremwerten R_{max} bzw. R_{min} gehörenden Z-Werte mit Z_{max} bzw. Z_{min} bezeichnet werden. Der Abstand zweier sich entsprechender Punkte auf der z-Achse ist die Wellenlänge λ der Strahlwelligkeit, bzw. Λ, wenn diese Punkte auf die Z-Achse bezogen werden. Zur Ermittlung der Wellenlänge in Abhängigkeit von allgemeinen Koordinaten ist Z als Funktion von R durch Integration von Gl. (8) zu bestimmen. Statt der zeitlichen Differentialquotienten ist hierzu in Gl. (8) der Differentialquotient $\mathrm{d}R/\mathrm{d}Z$ einzuführen und dementsprechend zweckmäßig als Randbedingung der Wert $(\mathrm{d}R/\mathrm{d}Z)_{max}$. Diese stärkste Änderung von R mit Z wird nach dem oben beschriebenen Bewegungsvorgang gerade beim Überschreiten des Gleichgewichtsradius R_e erreicht und ist so leicht aus Gl. (8) durch Einsetzen von R_e zu bestimmen. Der zu $(\mathrm{d}R/\mathrm{d}Z)_{max}$ gehörige Z-Wert soll daher mit Z_e bezeichnet werden. Das Integral von Gl. (8) nimmt dann die Form an

$$\frac{V_w^{1/2}}{\dot{z}A} \cdot \frac{Z - Z_e}{R_e} = \int_{R_e}^{R} \pm \mathrm{d}\left(\frac{R}{R_e}\right) \Big/ \left\{ \left(\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}Z}\right)_{max}^2 \frac{\dot{z}^2 A^2}{V_w} + \right. \tag{9}$$

$$\left. + K \cdot \frac{A}{4\pi\varepsilon_0} \left[\ln\left(\frac{R}{R_e}\right)^2 - (R - R_e)^2 \cdot \left(1 - \frac{R_e^2 - 1}{R^2}\right) \right] \right\}^{1/2}.$$

Die numerische Berechnung dieses Integrals wurde von WANG [2] durchgeführt und ist graphisch in allgemeiner Darstellung in dieser Arbeit enthalten.

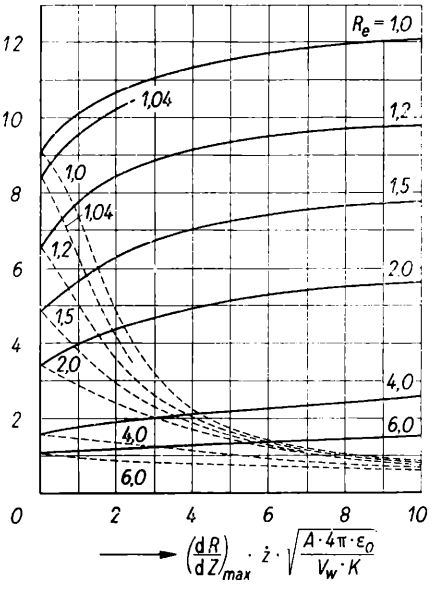


Abb. 2.

Ergebnisse der numerischen Integration der Gl. (9) in Abhängigkeit von der Strahlwelligkeit in allgemeiner Koordination, nach WANG [2];

$$\text{——} \quad \left| \frac{Z_{max} - Z_e}{R_e} \right| \cdot \frac{\sqrt{KV_w}}{\dot{z}A},$$

$$\text{– – –} \quad \left| \frac{Z_{min} - Z_e}{R_e} \right| \cdot \frac{\sqrt{KV_w}}{\dot{z}A};$$

R_e = Parameter der Kathodendurchflutung.

In der Abb. 2 sind die Z-Werte nach WANG für R_{max} bzw. R_{min} dargestellt. Für Z_e ist dabei der jeweils letzte Durchgang durch R_e vor Erreichen des Extremwertes eingesetzt. Man erkennt aus Abb. 2, daß bei $(\mathrm{d}R/\mathrm{d}Z)_{max}$ gegen 0, also bei verschwindender Welligkeit, $|Z_{max} - Z_e|$ gleich $|Z_{min} - Z_e|$ ist, und daß $|Z_{max} - Z_e|$ mit wachsendem $(\mathrm{d}R/\mathrm{d}Z)_{max}$ zunimmt, während $|Z_{min} - Z_e|$ gleichzeitig abnimmt. Die Wellenlänge Λ ergibt sich als $2 \cdot |Z_{max} - Z_{min}|$, wobei jetzt Z_{max} und Z_{min} auf denselben Durchgang durch R_e bezogen sind. Λ wird für konstantes R_e mit wachsender Welligkeit kleiner und außerdem bei konstanter Welligkeit mit wachsendem R_e. Beide Abhängigkeiten führen zu derselben kleinsten Wellenlänge Λ_{min}, die nur noch von K und V_w abhängt, wenn die Korrektur zur Ermittlung der

wahren Geschwindigkeit in Richtung Z aus der V_w entsprechenden Geschwindigkeit vernachlässigbar ist. Die kleinste Wellenlänge ist identisch mit der Strecke, die das Randelektron in Richtung Z während der Zeit für den Umlauf eines Elektrons, das senkrecht zu B_z in das Magnetfeld geschossen wird, zurücklegt, da in beiden Grenzfällen für einen Umlauf des Elektrons die Bewegungen infolge der Raumladungskräfte vernachlässigt werden können. Da für eine solche Kreisbewegung $\omega = \frac{e}{m} B_z$ ist, folgt:

$$\Lambda_{min} = \frac{\lambda_{min}}{r_a} = \sqrt{\frac{\dot{z}^2 A 4\pi^3 \varepsilon_0}{V_w K}}, \qquad (10)$$

oder als Zahlenwertgleichung unter Berücksichtigung von Gl. (5):

$$\frac{\lambda_{min}}{\text{cm}} \cdot \frac{c}{\dot{z}} = \frac{10\,700}{B} \text{ Gauß}. \qquad (10\text{a})$$

Für das auf λ_{min} bezogene Wellenlängenverhältnis ergibt sich dann

$$\frac{\lambda}{\lambda_{min}} = \sqrt{\frac{V_w K}{\dot{z}^2 A \pi^3 \varepsilon_0}} \cdot |Z_{max} - Z_{min}|. \qquad (11)$$

Das mit Hilfe der Werte der Abb. 2 so berechnete Wellenlängenverhältnis ist in Abb. 3 mit dem Faktor $\dot{z}_w/z$ versehen als Funktion von R_{max}/R_e mit R_e als Parameter dargestellt. Man sieht, daß dieses Wellenlängenverhältnis maximal zwischen 1 und $\sqrt{2}$ schwankt. $\dot{z}$ ist etwas kleiner als die der Spannung V_w entsprechende Elektronengeschwindigkeit $\dot{z}_w$. Die Abweichung von $\dot{z}$ gegenüber $v_w = V_w^{1/2}/A$ ist zu vernachlässigen, solange K sehr klein bleibt.

3. Die Beschränkung der Messungen auf $R_e = 1$

Die Kurven in Abb. 3 zeigen, daß Fehler bei der Messung von λ für R_e-Werte von 1,2 und größer einen beträchtlich größeren relativen Fehler in bezug auf R_{max}/R_e verursachen als für $R_e = 1$, da der Bereich von λ/λ_{min} bei diesem Wert bereits um über 40% kleiner ist als für $R_e = 1$. Es ist daher für die Messung nach Möglichkeit $R_e = 1$ anzustreben. Bei Wanderfeldröhren wird die Bedingung $R_e \approx 1$ meist von vornherein erfüllt sein, da sie auch zur Erzielung einer günstigen Elektronenoptik angestrebt werden muß.

Die Unsicherheit bei der Bestimmung von R_e kann leicht zu beträchtlichen Fehlern, besonders bei kleinen Welligkeiten des Strahles, führen. Wenn man z. B. $R_e = 1$ dadurch erzeugt, daß man an das Hauptfeld ein so starkes Gegenfeld ansetzt, daß die magnetische Induktion 0 gerade in der Kathodenebene erreicht wird, ist die Genauigkeit von der Möglichkeit abhängig, an einer fertigen Röhre die Lage der Kathode genau zu bestimmen. Bei einem Verlauf der magnetischen Induktion, wie sie früher gemessen wurde [4], bedeutet eine Unsicherheit des Ortes der Kathode von 1 mm bereits eine magnetische Induktion auf der Achse in der Kathodenebene von 3% des Hauptfeldes. Bei der unten als Beispiel angegebenen Messung betrug r_a unter der

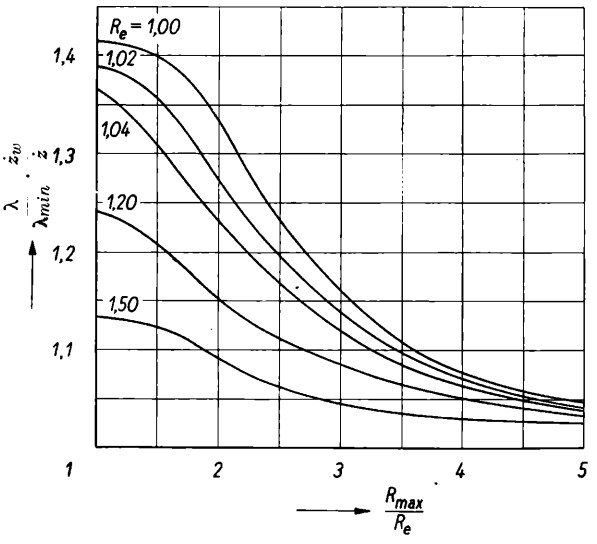


Abb. 3.
Das reduzierte Wellenlängenverhältnis in Abhängigkeit von der Strahlwelligkeit R_{max}/R_e; R_e = Parameter der Kathodendurchflutung.

Voraussetzung einer reinen Elektronenströmung 1,06 mm. Da $r_k = 3{,}5$ mm war, ergeben 2% Restinduktion in diesem Falle bereits gemäß Gl. (6) $R_e = 1{,}02$. Ohne Berücksichtigung von $R_e + 1$ würde sich bei z. B. $R_{max}/R_e = 1{,}8$ der Wert von R_{max}/R_e scheinbar um einen Betrag größer ergeben, der einer um 4% zu kurz gemessenen Wellenlänge entspricht. Mit kleiner werdendem r_a nimmt dieser Fehler rasch weiter zu.

Das Meßergebnis ist daher mit einem beträchtlich geringeren Fehler behaftet, wenn der Raum der Elektronenkanone in geeigneter Weise durch Weicheisen gegen das Streufeld des magnetischen Längsfeldes abgeschirmt ist, wie das bei den neueren technischen Wanderfeldröhren meist der Fall ist. In der Kathodenebene verbleibt dann eine Restinduktion in der Größenordnung von 1% der Induktion des homogenen Längsfeldes. Die Restinduktion kann leicht genügend genau experimentell bestimmt werden, da sie erstens an sich relativ klein ist und sie sich zweitens nur wenig mit Z in der Nähe der Kathodenebene ändert. Experimentell vorteilhafter ist es, sie durch das Gegenfeld einer Zusatzspule zu kompensieren, so daß man stets nur mit der Kurve für $R_e = 1$ zu arbeiten hat.

Die für die Messung verwendete gesamte Strahlführung hatte daher die in Abb. 4 dargestellte Anordnung. Als Weicheisenabschirmung diente ein Zylinder aus Mü-Metall mit einem blendenförmigen Abschluß an einer Stirnseite. Dieser Zylinder wurde über den erweiterten Kathodenteil der Röhre geschoben. Das Blendenloch diente gleichzeitig zur Zentrierung der Röhre an der Kathodenseite der Wendel. An der Kollektorseite konnte das Röhrenende nach zwei Koordinaten senkrecht zueinander mit Mikrometerantrieben auf den jeweils kleinsten Wendelstrom zentriert werden. Hierdurch wurden Justierungsfehler des Elektrodenaufbaues zu einem Teil ausgeglichen.

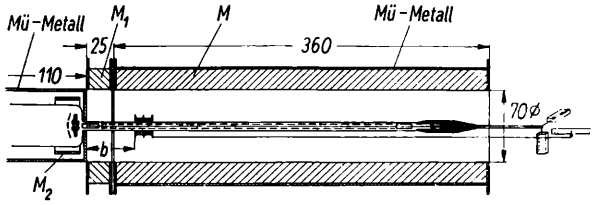


Abb. 4 Die Lage der Wanderfeldwendelröhre in der Magnetfeldanordnung.

Von der Hauptfeldspule war an der Kathodenseite ein kurzes Stück M_1 mit einer gesonderten Stromregelung versehen. Hierdurch konnte der Wendelstrom bei vorgegebenem Hauptfeld in charakteristischer Weise auf ein Minimum eingestellt werden. Wenn die Hauptspule zu weit über den Abschirmtopf geschoben wurde, mußte der Fluß der Spule M_1 eine dem Hauptfeld entgegengesetzte Richtung haben. Für die Einstellung optimaler Strahlbedingungen wurde auf diese Weise die genaue Lage des Abschirmtopfes relativ zur Hauptspule unkritisch, da die Größe der magnetischen Längsinduktion in der Nähe der Blende aus Mü-Metall stets so eingestellt werden konnte, daß die Radialkomponente der Geschwindigkeit der Randelektronen den gleichen günstigsten Wert aufwies.

Die Kompensationsspule M_2 war innerhalb des Abschirmtopfes so angeordnet, daß sie in der Kathodenebene die größte magnetische Längsinduktion lieferte. Ihr Strom wurde nach Einstellung der übrigen Betriebswerte so eingeregelt, daß der Wendelstrom ein Minimum wurde. Die Bedingung, daß $B_k = 0$ ist, ist so genügend genau zu erfüllen, da der relativ kleine Induktionsfluß dieser Spule den Magnetfeldverlauf in der Nähe der Blende des Abschirmtopfes nur unbedeutend verändert.

Die Hauptfeldspule M wurde ebenfalls durch Mü-Metall abgeschirmt, um Fremdfeldeinflüsse, vor allen Dingen das Erdfeld, auszuschalten.

4. Die Messung der Wellenlänge λ der Strahlwelligkeit

Um die Messung der Wellenlänge λ der Strahlwelligkeit an üblichen Wanderfeldwendelröhren unter Bedingungen durchführen zu können, die dem praktischen Betrieb entsprechen, ist es zweckmäßig, sich einer längs der Wendel verschiebbaren Magnetfeldspule zu bedienen. Bei dieser Verschiebung erfährt der Wendelstrom periodische Veränderungen, im wesentlichen im Sinne einer Vergrößerung des Wendelstromes. Je nachdem die Spule als Konzentrier- oder als Zerstreuungsvorrichtung geschaltet ist, erteilt sie den Randelektronen eine zusätzliche Geschwindigkeitskomponente in Richtung auf die Achse oder in Richtung auf die Wendel zu. Wie oben gezeigt wurde, besitzen die Randelektronen über die eine Hälfte der Wellenlänge eine Geschwindigkeitskomponente in Richtung auf die Achse und über die andere in Richtung auf die Wendel zu. Die Addition der durch die Spule hervorgerufenen Geschwindigkeitskomponente ergibt also etwa bei einer Verschiebung um eine halbe Wellenlänge einmal im Mittel eine Vergrößerung von $\dot{r}_{max}$ und das andere Mal eine Verkleinerung von $\dot{r}_{max}$. Die Vergrößerung führt zu einer entsprechenden Vergrößerung von R_{max} und da bei einer ideal rotationssymmetrischen Anordnung bei Einsetzen des Wendelstroms die Strombäuche die Wendel gerade tangieren, bewirkt bereits eine kleine Vergrößerung von R_{max} eine Beaufschlagung der Wendel am nächsten auf die Spule folgenden Strombauch. Die Verkleinerung von R_{max} bei Verschiebung der Spule um Λ führt dagegen bei ideal justierten Röhren zu keiner Veränderung des Wendelstromes. Praktisch stimmt jedoch die Richtung der Strahlachse nicht exakt mit der Richtung der Wendelachse überein, so daß ein Teil des Wendelstromes an dem Strombauch am ausgangsseitigen Ende der Wendel aufgenommen wird. Dieser Stromanteil kann durch eine Verkleinerung von R_{max} als Folge der Spulenwirkung verringert werden und die praktischen Messungen zeigen in der Tat in den Wendelstromminima ein leichtes Unterschreiten des Wendelstromes ohne Spule.

Die durch die Spule gleichzeitig verursachte Verschiebung des Elektrons in radialer Richtung spielt relativ zur Veränderung der Radialgeschwindigkeit nur eine geringe Rolle, wenn kurze Spulen mit geringeren Durchmessern verwendet werden. Für die Vorversuche diente daher eine einzelne kurze Spule, die das Glasrohr der Wendelröhre eng konzentrisch umschloß. Bei Umpolung des Spulenstromes veränderte sich in erster Näherung nur die Lage der Maxima des Wendelstromes.

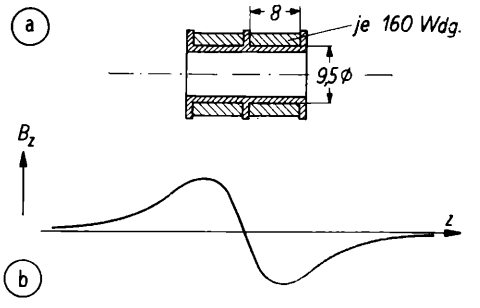


Abb. 5.

Die Doppelspule zur Beeinflussung des Elektronenstrahls. (a) Spulenaufbau, (b) Schematischer Verlauf der magnetischen Längsinduktion.

Besser als eine Einzelspule bewährte sich die in Abb. 5a dargestellte Doppelspule, mit der die nachfolgenden Messungen durchgeführt wurden. Sie bestand aus zwei gleichen eng benachbarten, entgegengesetzt durchströmten Wicklungen. Die magnetische Induktion in der Achse hat den in Abb. 5b schematisch angegebenen Verlauf. Eine solche Anordnung hat eine größere Ablenkwirkung als eine Spule allein.

Als Beispiel für eine ausgeführte Messung ist in Abb. 6 der gemessene Wendelstrom in Abhängigkeit vom Ort der Doppelspule dargestellt. Die Maxima ebenso wie die Minima sind untereinander nicht kongruent, wie das bei ideal justierten Röhren der Fall sein müßte. Bei der mit Meßpunkten einge-

zeichneten Kurve verlief das Feld am kathodenseitigen Ende der Doppelspule in Richtung des Hauptfeldes. Nach Umpolung des Stromes der Doppelspule ergab sich die ganz ähnlich gestaltete, gestrichelt eingezeichnete Kurve, die jedoch eine Verschiebung um etwa $\lambda/2$ aufwies. Die Polung der Spule erwies sich im allgemeinen nicht als kritisch. Das gleiche galt für die Stärke des Spulenstromes. Beide Parameter wurden jeweils so gewählt, daß Störungen durch Nebenmaxima und -minima am geringsten wurden.

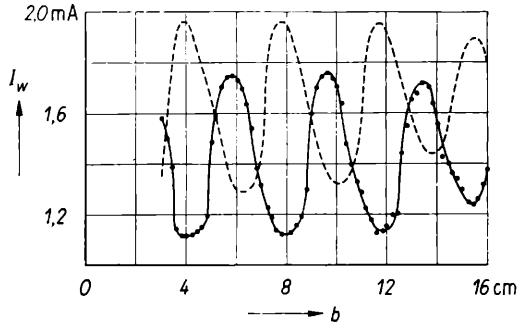


Abb. 6.
Der Wendelstrom als Funktion des Abstandes b der Doppelspule von der Mü-Metallblende. Die beiden Kurven unterscheiden sich nur in bezug auf die Stromrichtung in der Doppelspule.

Die mit Meßpunkten eingezeichnete Kurve in Abb. 6 ergibt über zwei Wellenlängen ausgewertet für λ den Wert 3,80 cm. Die Strahlspannung betrug 600 V, die magnetische Induktion in Richtung Z 157,4 Gauß. Aus Gl. (10a) folgt für die kleinstmögliche Wellenlänge λ_{min} der Wert 3,31 cm, bzw. $\lambda/\lambda_{min} = 1{,}147$. Aus der Kurve für $R_e = 1$ in Abb. 3 ergibt sich daraus $R_{max}/R_e = 3{,}12$. Diese Strahlwelligkeit, die sich bei Berücksichtigung von $\dot{z}_w/\dot{z} \neq 1$ noch um 12% verringert, ist verhältnismäßig groß. Sie wurde für dieses Meßbeispiel erreicht durch Herabsetzen des Stromes der Spule M_1 auf die Hälfte des für optimale Strahlführung notwendigen Wertes. Die größere Strahlwelligkeit bewirkt, daß die Wendelstromkurve weniger Störungen aufweist und daher exakter ausgewertet werden kann.

Ein zu kleiner Strom in der Spule M_1 verursacht eine Verflachung des Anstiegs der magnetischen Induktion in dem Raum zwischen der Mü-Metallblende und dem homogenen Teil des Feldes. Dadurch wird der kleinste Strahlradius verkleinert. Bei Einstellung des Stromes der Spule M_1 auf die günstigste Elektronenoptik blieb noch eine Reststrahlwelligkeit übrig, die bei der vorliegenden Röhre nicht unter etwa $R_{max}/R_e = 2$ gebracht werden konnte, da der kleinste Strahldurchmesser, den die Elektronenkanone ohne Magnetfeld liefert, nur 40% der lichten Weite der Wendel betrug. In qualitativer Übereinstimmung damit ergab die Messung bei 600 V und 122,0 Gauß für den maximalen Strahlstrom 14,5 mA, während theoretisch nach Gl. (5a) bei 4,5 mm lichter Weite der Wendel ohne Welligkeit der größtmögliche Strahlstrom 24,6 mA betragen müßte.

Die sich aus der gemessenen Welligkeit und der lichten Weite der Wendel ergebenden Gleichgewichtsradien waren stets kleiner als die Gleichgewichtsradien gemäß Gl. (6). Die als Ursache hierfür vermutete Wirkung der positiven Ionen bedarf jedoch noch einer eingehenden besonderen Untersuchung.

Das hier verwendete Meßverfahren hat den Vorteil, daß die speziellen Eigenschaften der beweglichen Spulenanordnung in die Berechnung des Meßergebnisses nicht eingehen. Durch diese Eigenschaften wird lediglich die Meßgenauigkeit beeinflußt. Die Einbeziehung der Brechkraft der Spulenanordnung in das Meßverfahren ermöglicht es allerdings, aus der Amplitude der Wendelstromkurve in Abb. 6 quantitative Schlüsse unmittelbar auf R_{max}/R_e zu ziehen. Im Rahmen dieser Arbeit sei jedoch hierzu nur von der experimentellen Seite aus bemerkt, daß bei der mitgeteilten Messung der Spulenstrom 180 mA betrug.

5. Erweiterung der Meßmethode auf Strahldurchmesser, die nicht die Wendel ausfüllen

Bei der Auswertung der Messungen konnte aus R_{max} unmittelbar auf den Gleichgewichtsradius geschlossen werden, weil es wegen des relativ hohen Wendelstromes genügend sicher war, daß die Wendel am ersten Strombauch als Aperturblende wirkte. Nach einer stärkeren Vergrößerung des Magnetfeldes unter sonst gleichen Bedingungen ist bei relativ kleinen Wendelströmen der erste Strombauch dagegen sicher um die Strecke Δr von der durch r_w gegebenen Wendel entfernt. Der Radius eines Strombauches ist in diesem Falle experimentell dadurch bestimmbar, daß man der homogenen magnetischen Induktion eine entgegengerichtete, vom Wendelanfang zum Wendelende nahezu linear ansteigende Induktion überlagert. Wenn diese Zusatzinduktion einen aus Δr berechenbaren Wert überschreitet, steigt der Wendelstrom relativ stark an, weil die Wendel jetzt für den letzten Strombauch am anodenseitigen Ende der Wendel als Aperturblende zu wirken beginnt. Für Wendeln, deren Längen etwa das 50fache der lichten Weite betragen, wie das bei den oben beschriebenen Messungen der Fall gewesen ist, ist der Knickpunkt der Wendelstromkurve so noch mit befriedigender Genauigkeit nach einfachen Methoden bis $\Delta r/r_w = 0{,}2$ auswertbar. Die Meßanordnung nach Abb. 4 wird für eine solche Messung zweckmäßig durch eine Zusatzwicklung auf der Hauptfeldspule M ergänzt, die eine von der Anodenseite zur Kathodenseite hin abnehmende Windungszahl pro cm erhält.

Schrifttum

[1] KLEEN, W., Einführung in die Mikrowellen-Elektronik, Teil I. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1952.
[2] WANG, C. C., Electron beams in axially symmetrical electric and magnetic fields. Proc. Inst. Radio Eng. **38** [1950], 135—147.
[3] BRILLOUIN, L., A theorem of Larmor and its importance for electrons in magnetic fields. Phys. Rev. **67** [1945], 260—266.
[4] SCHNITGER, H. und WEBER, D., Messungen an einer Wanderfeldröhre für 10 Watt Leistung bei 15 cm Wellenlänge. FTZ **6** [1953], 66—72.
[5] MÜLLER, M., Magnetische Elektronenoptik in Langstrahlverstärkerröhren, Telefunken-Z. **26** [1953], 95—101.

Die Wanderfeldröhre als Hilfsmittel der Zentimeterwellen-Meßtechnik

Von **H. Schnitger** und **D. Weber**

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte · 17. Band, 1953

Die außergewöhnlichen Eigenschaften der Wanderfeldröhre (WFR), vor allem ihre große Bandbreite, bieten nicht nur der Nachrichtentechnik, sondern auch der Zentimeterwellen-Meßtechnik vielfältige neue Möglichkeiten, von denen einige hier an Hand von ersten Versuchsergebnissen diskutiert werden sollen.

Der WFR-Meßverstärker

Am nächsten liegt eine Anwendung der WFR als Breitband-Meßverstärker. Die hierbei auftretenden röhren- und schaltungstechnischen Probleme sind überwiegend die gleichen wie bei den WFR-Geradeausverstärkern für die Fernmeldetechnik, von denen ein Teil bereits vor drei Jahren an dieser Stelle behandelt wurde. Deshalb sei hier nur auf die Frage eingegangen, wie ein derartiger Universal-WFR-Verstärker für die Meßtechnik zweckmäßig aufzubauen ist und welche Grenzen dabei zu beachten sind. Während in der Nachrichtentechnik Bandbreiten von etwa 1000 MHz noch nicht benötigt werden, ist bei einem Universal-Meßverstärker die volle Ausnutzung der von der WFR gebotenen Bandbreite u. U. wünschenswert. Ein derartiger mehrstufiger Verstärker mit 1000 MHz Bandbreite bei einer mittleren Frequenz von 3500 MHz ist technisch heute grundsätzlich herstellbar, er würde bei dem gegenwärtigen Stande der Technik einen Rauschfaktor von etwa 10 und eine Ausgangsleistung von etwa 4 Watt aufweisen. Aus diesen Daten folgt, daß bei einer Verstärkung von etwa 110 db, die sich mit 4 Stufen leicht erreichen läßt, die Endstufe durch das verstärkte Rauschen der Eingangröhre bereits voll ausgesteuert ist! Man muß deshalb die Verstärkung und damit die Stufenzahl dem geforderten Rauschabstand entsprechend verringern, oder, was für einen Universal-Verstärker zweckmäßiger erscheint, die Bandbreite auf 100 MHz oder weniger beschränken und dafür Mittel vorsehen, die Bandmitte in einem großen Bereich von u. U. mehr als 1000 MHz zu verschieben. Das ist bei der WFR sehr einfach dadurch zu erreichen, daß man eine Form oder Dimensionierung der Verzögerungsleitung wählt, mit der man in dem in Betracht kommenden Frequenzbereich eine erhebliche Dispersion erhält, daß also die Phasengeschwindigkeit v_z der Wellen auf der Verzögerungsleitung von ihrer Frequenz abhängig wird.

Zwischen der übertragenen Bandbreite Δf und der Dispersion dv_z/df besteht auf Grund der Theorie [1] die einfache Beziehung

$$\Delta f \approx \frac{2u_0 \cdot C}{dv_z/df} \qquad (1)$$

in der v_0 die Geschwindigkeit der Elektronen, v_z die axiale Phasengeschwindigkeit der Welle und C den in Gleichung (2) definierten Verstärkungsparameter bedeuten.

$$C = \left(\frac{K \cdot I_0}{4 V_0} \right)^{1/3} \qquad (2)$$

K = Kopplungswellenwiderstand der Verzögerungsleitung

I_0 = Strahlstrom

V_0 = Strahlspannung

Mit der Betriebsspannung V_0 läßt sich die Elektronengeschwindigkeit u_0 mit der Phasengeschwindigkeit v_z der gewünschten mittleren Frequenz in Übereinstimmung bringen und damit das übertragene Frequenzband durch eine Veränderung von V_0 in weiten Grenzen verschieben. Bei sehr großer Dispersion erhält man so relativ

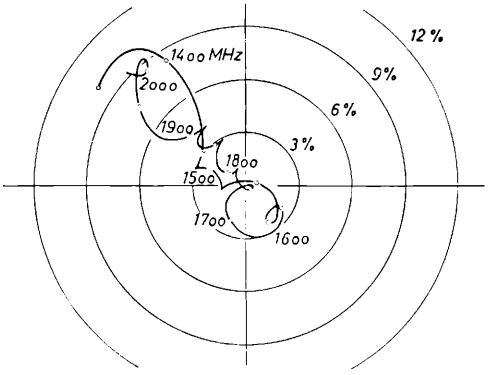


Bild 1 Die Ortskurve des Reflexionsfaktors eines Überganges: konzentrische Leitung-Wendel für $1350 \leq f \leq 2000$ MHz

selektive Verstärker, die in der Meßtechnik als rein elektronisch abstimmbare Bandpässe vielfältig angewendet werden könnten. Diese Möglichkeit der rein elektrischen Frequenzabstimmung ist für die Meßtechnik von nicht zu unterschätzender Bedeutung. Sie setzt jedoch voraus, daß Übergänge von der Verzögerungsleitung der WFR auf die HF-Zuleitungen existieren, die in dem ganzen in Betracht kommenden Frequenzbereich hinreichend reflexionsarm sind, bei einem Frequenzwechsel also nicht mechanisch nachgestimmt zu werden brauchen. Für die Wendelröhren sind bereits eine Reihe solcher Transformationsvierpole bekannt geworden, doch sind im Schrifttum kaum quantitative Angaben über ihre Eigenschaften zu finden. Zur Demonstration der Bandbreite ist in Bild 1 die Ortskurve des Reflexionsfaktors für einen Übergang von einer Wendel auf eine konzentrische

60-Ohm-Leitung[1]) aufgezeichnet. Bei dem Übergang handelt es sich um eine bei der Deutschen Bundespost entwickelte, voll kapazitive Ausführungsform, die an anderer Stelle näher beschrieben [2] und deren prinzipieller Aufbau Bild 2 zu entnehmen ist. Bei der Bild 1 zugrundeliegenden Einstellung des Übergangsvierpols ergibt sich bei 3 % maximaler Reflexion eine Bandbreite von 24 %, und über einen Wellenlängenbereich von 13 bis 27 cm ist die relative Knotenhöhe m der Anpassung immer noch besser als 0,5. Die Anpassung entspricht damit schon weitgehend den bei einer Breitbandmeßtechnik zu stellenden Anforderungen.

Eine theoretische Diskussion der Ortskurve in Bild 1 ist vorerst nicht möglich, da bis jetzt zu dem empirisch gefundenen Übergangsvierpol noch keine Theorie existiert. Qualitativ läßt sich Bild 1 jedoch entnehmen, daß der grundsätzliche Verlauf der Ortskurve einer Breitbandschleife entspricht. Dieser Grundstruktur überlagert sich eine ausgeprägte Feinstruktur in Form von Resonanzschleifen und -spitzen, die durch kleine Stoßstellen (Reflexionsfaktor $< 0{,}01$) auf der Wendel selbst und auf der zum Abschluß der Wendel verwendeten Dämpfungsschicht verursacht wird.

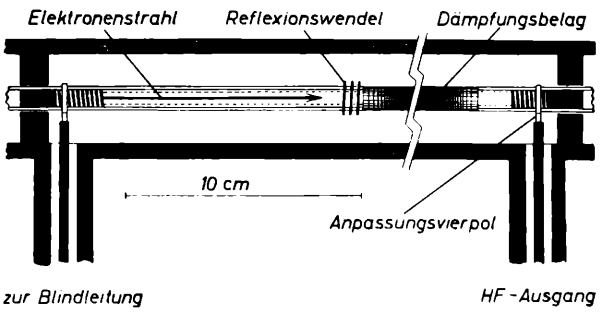


Bild 2 Schema eines elektronengekoppelten WFR-Oszillators mit Reflexionswendel

Der WFR-Oszillator

Wie jeder Verstärker, kann auch die WFR durch Rückkopplung zur Schwingungserzeugung verwendet werden. Diese Möglichkeit ist von mehreren Autoren [3], [4], [5] untersucht worden, ohne daß bisher ein WFR-Oszillator bekannt geworden ist, der den anderen Zentimeterwellengeneratoren deutlich überlegen ist. Der Frequenzbereich, in dem eine Selbsterregung möglich ist, ist bei der WFR relativ groß. Innerhalb dieses Bereiches stellt sich dann diejenige Frequenz ein, für welche die Zahl N der Laufperioden des Signals längs des ganzen Rückkopplungsweges ganzzahlig ist. Der Rückkopplungsweg ist dabei unter Berücksichtigung etwaiger Phasensprünge vom Röhreneingang bis zum Ausgang und über die Rückkopplungsleitung wieder zum Eingang zurück zu rechnen. Diese Zahl N ist wegen der großen effektiven Länge der Verzögerungsleitung relativ groß ($10 < N < 100$), deshalb gehören zu aufeinanderfolgenden Werten von N nur wenig voneinander verschiedene Frequenzen, so daß die Schwingung leicht spontan von der einen zur nächsten Frequenz umspringt. Diese Instabilität läßt sich durch Verkleinerung von N verringern, wobei eine gewisse Dispersion sich ebenfalls günstig auswirkt. Eine ausreichende Stabilität erhält man jedoch erst durch Unterbindung der Rückwirkung der Last auf den Schwingungsmechanismus. Diese beiden Möglichkeiten lassen sich durch die in Bild 2 gezeigten Mittel in sehr einfacher Weise an einer Verstärker-Wendelröhre verwirklichen, die dadurch zu einem stabilen abstimm- und frequenzmodulierbaren Oszillator wird. Die Wendel wird durch eine starke, möglichst reflexionsarme Dämpfungsschicht in zwei Bereiche unterteilt, die dann praktisch nur noch durch den Elektronenstrahl HF-mäßig miteinander gekoppelt sind. Der Wendelausgang wird an die Ausgangsleitung angepaßt und bildet für diese einen reflexionsfreien Abschluß großer Bandbreite. Der Eingang der Wendel bleibt entweder offen oder wird an die Eingangsleitung angekoppelt, die in einem verschiebbaren Kurzschluß ausläuft. Zur Rückkopplung dient eine in der Nähe der Dämpfungsschicht auf dem eingangsseitigen Wendelteil angebrachte gegenläufige Wendel von etwa 3 Windungen, die sogen. Reflexionswendel. An dieser wird das verstärkte Signal reflektiert und gelangt nach weiterer Reflexion an dem Kurzschluß der Eingangsleitung wieder an den Eingang der Röhre zurück und führt so zu einer Selbsterregung des 1. Wendelteiles. Der dadurch modulierte Strahl ruft in dem ausgangsseitigen Wendelteil eine HF-Leistung hervor, die ausgekoppelt wird. Wegen der Elektronenkopplung tritt nur eine unbedeutende Rückwirkung der Last auf den Schwingungsmechanismus ein, z. B. bewirkt eine an den Ausgang gelegte variable reine Blindlast (Blindleitung) beim Durchstimmen nur eine maximale Frequenzvariation von weniger als $\pm 3{,}5 \cdot 10^{-5}$ hervor. Das Generatordiagramm dieses Oszillators entspricht praktisch vollständig dem Ersatzschaltbild eines Generators mit konstanter EMK und konstantem Innenwiderstand $R = Z$.

Durch Anlegen einer Wechselspannung an die Wendel ist eine Frequenzmodulation möglich, deren Kennlinien für einen Arbeitspunkt in Bild 3 wiedergegeben sind. Der erzielte Hub von $\pm 0{,}6$ % entspricht etwa den größten, bei Reflexionsklystrons erzielten Frequenzhüben.

Das in Bild 2 wiedergegebene Schema ist sehr abwandlungsfähig. Durch geeignete Wahl von Lage und Stärke der Dämpfungsschicht läßt sich dem Oszillator eine größere Stabilität (durch kleineres N, stärkere Dämpfungsschicht) oder auch eine größere Ausgangsleistung (durch schwächere Dämpfungsschicht) erteilen. Auch eine mechanische Abstimmung ist möglich, entweder durch die eingangsseitige Blindleitung oder durch Verschieben der Reflexionswendel. Bei den in Bild 2 vorliegenden Abmessungen läßt sich die Wellenlänge durch Verschieben der Reflexionswendel um 2,3 cm von 14,5 bis 16,5 cm kontinuierlich durchstimmen und gegebenenfalls auch mechanisch wobbeln.

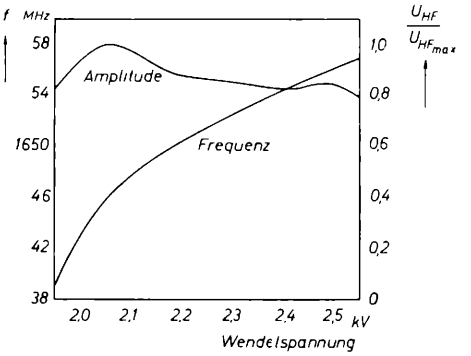


Bild 3 Die Abhängigkeit von Frequenz und Amplitude des Oszillators nach Bild 2 von der Wendelspannung

Die in diesem Oszillator verwendete Reflexionswendel bildet im Gegensatz zu einer mitläufigen Wendel eine Reflexionsstelle von außergewöhnlicher Bandbreite, wie Bild 4 zu entnehmen ist. Eine ähnlich starke Reflexion hat sich bisher nur durch Unstetigkeiten an der Verstärkerwendel selbst, z. B. durch ein offenes Ende oder eine Kurzschlußwindung, hervorrufen lassen. Diesen gegenüber hat die Reflexionswendel den Vorteil der Verschieb-

[1]) Für einen WFR-Meßverstärker erscheinen konzentrische Zuleitungen besser geeignet als Hohlleiter-Zuführungen, da die letztgenannten in einem Frequenzbereich von weniger als einer Oktave brauchbar sind, während eine WFR bei Nachstellung der Spannung in einem größeren Frequenzbereich noch eine gute Verstärkung liefert.

barkeit; darüber hinaus eignet sie sich wegen ihrer kleinen Masse besonders für mechanisch gewobbelte Oszillatoren. Die Verstärkerwendel konzentrisch umgebende Ringe und Scheiben bewirken unter vergleichbaren Bedingungen nur eine erheblich kleinere Reflexion als die Reflexionswendel.

Der große Einfluß des Wicklungssinnes auf die Reflexion wird vermutlich dadurch hervorgerufen, daß die beiden Wendeln sowohl kapazitiv als auch induktiv miteinander gekoppelt sind und daß bei mitläufigen Wendeln beide Kopplungen sich gegenseitig teilweise aufheben, während sie sich bei gegenläufigen Wendeln verstärken. Daneben spielen jedoch auch Resonanzen eine Rolle, wie sich aus der in Bild 5 erkennbaren Periodizität der Abhängigkeit des Reflexionsfaktors von der Länge der Reflexionswendel ableiten läßt. Eine quantitative theoretische Behandlung dieser reizvollen Teilaufgabe aus der Technik der Wendelleitungen fehlt jedoch noch.

Der WFR-Wobbel-Oszillator

Der Frequenzhub des Oszillators mit der Reflexionswendel ist für eine ausgesprochene Breitbandmeßtechnik nicht ausreichend. Deshalb wurde versucht, mit einer speziell für diesen Zweck geschaffenen Röhre eine in einem großen Frequenzbereich elektronisch gewobbelte Schwingung zu erzeugen. Diese Röhre, deren Aufbau in

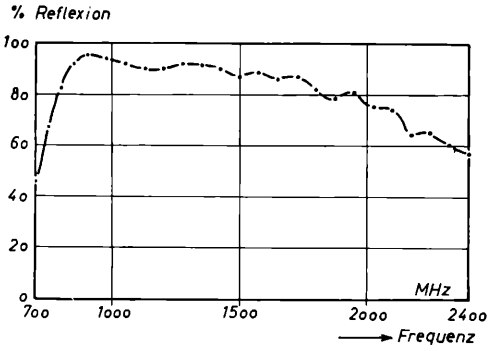


Bild 4 Die Frequenzabhängigkeit des Reflexionsfaktors einer Reflexionswendel von 2¾ Windungen und 10 mm mittlerem Durchmesser auf einer Wendel von 6 mm mittlerem Durchmesser

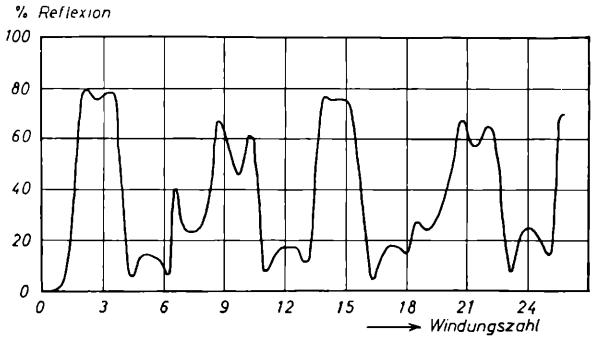


Bild 5 Die Abhängigkeit des Reflexionsfaktors einer gegenläufigen kurzen Wendel von ihrer Windungszahl bei einer Frequenz von 1620 MHz. Durchmesser der Wendeln wie bei Bild 4

Bild 6 schematisch wiedergegeben ist, läßt sich als ein rückgekoppeltes Klystron auffassen, dessen zwei Kammern durch zwei Wendeln ersetzt sind, und dessen Laufraum durch den gleichstrommäßig von den Wendeln getrennten Hohlzylinder gebildet wird. Zur Modulation wird der Gleichspannung des Zylinders die Wobbelspannung überlagert. Der Ausgang der zweiten und der Eingang der ersten Wendel sind durch eine Rückkopplungsleitung miteinander verbunden; die dem Modulationszylinder zugekehrten Enden der Wendeln sind durch eine Dämpfungsschicht reflexionsarm abgeschlossen. Die dritte Wendel dient der Leistungsauskopplung aus dem Strahl und ist ausgangsseitig an die Ausgangsleitung angepaßt, während ihr freibleibendes Ende durch einen Dämpfungsbelag reflexionsarm abgeschlossen ist. Durch Variation der Spannung der 3. Wendel ist eine zusätzliche Amplitudenmodulation der Ausgangs-HF-Spannung möglich, außerdem lassen sich dadurch Schwankungen der Schwingungsamplitude teilweise ausgleichen.

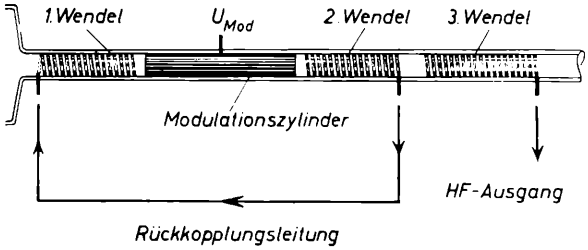


Bild 6 Schema eines WFR-Wobbel-Oszillators. Die freibleibenden Wendelenden sind durch nicht eingezeichnete Dämpfungsschichten reflexionsfrei abgeschlossen

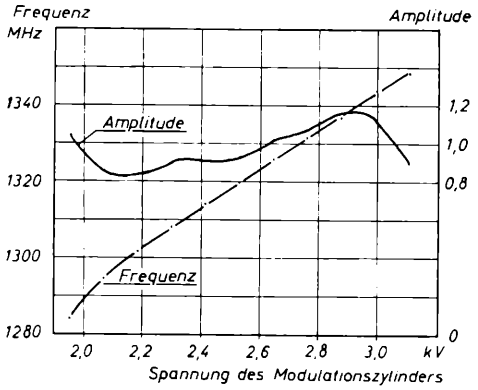


Bild 7 Frequenz und Amplitude eines WFR-Wobbel-Oszillators als Funktion der Spannung des Modulationszylinders. Den beiden ersten Wendeln ist ein kleiner Teil der Wobbel-Spannung gegenphasig zugeführt, so daß sich die Spannung der Wendeln in dem ganzen Wobbelbereich um ±210 V um den gleichen Mittelwert wie der Zylinder verändert. Die Wendelspannung der im Text erwähnten WFR im Rückkopplungsweg ist mit +72 V gleichphasig zum Zylinder moduliert, um den Frequenzhub zu erhöhen

Die Hauptschwierigkeit bei der Herstellung großer Frequenzhübe ist die Vermeidung des schon erwähnten Umspringens der Frequenz. Unter Ausnutzung der Dispersion der beiden Wendeln läßt sich die Schwingung weitgehend dadurch stabilisieren, daß man den Wendeln einen kleinen Teil der Wobbelspannung gegenphasig zuführt. Auf diese Weise konnte bei etwa 22 cm Wellenlänge ($\gamma a = 1$) ein Frequenzhub von etwa 9 % erreicht werden, innerhalb dessen die Amplitude der Schwingung in der gleichen Größenordnung blieb. Mit einer anderen, nach dem gleichem Prinzip aufgebauten Röhre mit verlängertem Zylinder und entsprechend verkürzten Wendeln wurden die Modulationskennlinien in Bild 7 aufgenommen. Bei dieser reichte jedoch wegen der verkürzten Wendeln die Verstärkung nicht mehr zur Selbsterregung aus, es mußte deshalb in den Rückkopplungsweg noch ein WFR-Verstärker eingeschaltet werden. Die dadurch bedingte Verlängerung des Rückkopplungsweges brachte trotz des längeren Modulationszylinders die Herabsetzung des Frequenzhubes auf rund 5 % mit sich, doch ist auch dieser Hub noch etwa um den Faktor 5 größer als der größte mit anderen Laufzeitröhren erzielte. Innerhalb des Wobbelbereiches blieb die Amplitude der Schwingung bis auf Abweichungen von etwa ± 15 % konstant.

Bei aufgetrenntem Rückkopplungsweg ist eine derartige Röhre auch zur Phasenmodulation geeignet; die

sich dabei ergebenden Modulationskennlinien sind in Bild 8 wiedergegeben.

Die WFR als Amplitudenmodulator

Die Verstärkung einer WFR hängt sowohl von der Betriebsspannung als auch von der Strahlstromstärke in charakteristischer Weise ab. Eine Amplitudenmodulation des verstärkten Signals durch Modulation eines dieser

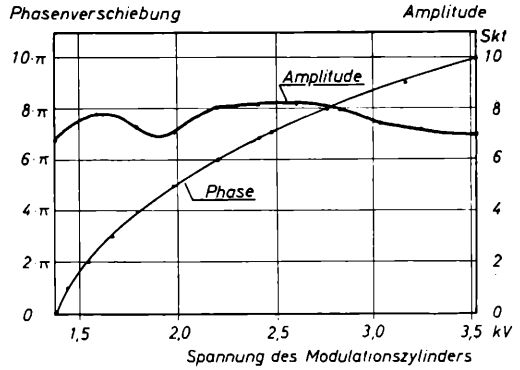


Bild 8 Amplitude und Phase der Ausgangsspannung einer fremdgesteuerten Wobbel-WFR als Funktion der Spannung des Modulationszylinders

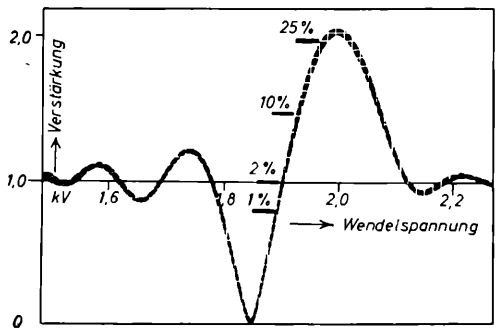


Bild 9 Oszillogramm der Spannungsabhängigkeit der Verstärkung einer WFR ohne Dämpfungsschicht in der Umgebung des 1. Minimums der Verstärkung. Die Prozent-Zahlen geben den Modulations-Klirrfaktor an, der sich bei Aussteuerung vom unteren Knick bis zu den gekennzeichneten Höhen ergibt

beiden Parameter ist daher naheliegend und auch grundsätzlich möglich. Unter den üblichen Betriebsbedingungen sind jedoch die in Frage kommenden Kennlinien so stark gekrümmt, daß keine höheren Modulationsgrade mit einem vertretbaren Klirrfaktor erzielbar sind. Es hat sich nun aber gezeigt, daß in der Umgebung des schon früher untersuchten [6] ersten Minimums der Verstärkung die Spannungsverstärkung eine weitgehend lineare Funktion sowohl der Strahlspannung als auch des Stromes ist. Das ist in den an einer WFR ohne Dämpfungsschicht aufgenommenen Oszillogrammen der Strom- und Spannungsabhängigkeit der Verstärkung in Bild 9 und 10 sehr gut zu erkennen, in welche die dynamisch gemessenen Klirrfaktoren eingetragen sind, die sich bei einer Aussteuerung dieser Kennlinien vom unteren Knick bis zu der jeweils bezeichneten Höhe ergeben. Danach sind bei Modulationsgraden von nahezu 100 % Klirrfaktoren von 1 bis 2 % möglich, ohne daß besondere Mittel zur Linearisierung angewendet werden müssen.

Der WFR-Frequenzvervielfacher

Zur Aussteuerung von Wanderfeldleistungsröhren benötigt man einen Generator, dessen Innenwiderstand in einem hinreichend großen Frequenzband an den Wellenwiderstand der Übertragungsleitungen angepaßt ist und der die zur Aussteuerung erforderliche Leistung von etwa 1 bis 2 Watt einwandfrei bereitstellt. Diese beiden Forderungen lassen sich mit den herkömmlichen Röhren praktisch kaum vereinigen. Das gab den Anstoß, die in Bild 11 schematisch wiedergegebene Versuchswendelröhre zur Frequenzvervielfachung zu bauen, die über den genannten speziellen Anwendungszweck hinaus auch noch eine gewisse Bedeutung als Modellversuch für Untersuchungen im Gebiete der Millimeterwellen erhalten könnte. Sie besteht aus zwei gleichstrommäßig voneinander getrennten Wendeln, die nacheinander von demselben Elektronenstrahl durchlaufen werden und durch diesen HF-mäßig miteinander gekoppelt sind. Die erste Wendel ist für einen Grundwellenbereich von 30 bis 60 cm Wellenlänge und für eine relative kleine Strahlspannung, die zweite für den Oberwellenbereich von 10 bis 20 cm und für eine höhere Spannung optimal dimensioniert. In der ersten Wendel wird der Strahl geschwindigkeits- und dichtemoduliert, wobei die Dichtemodulation einen erheblichen Oberwellenanteil aufweist. In der zweiten Wendel wird unter Ausnutzung der Dispersion aus dem Grund- und Oberwellengemisch des Strahls die gewünschte Oberwelle herausgesiebt, indem die Geschwindigkeit der Elektronen in der zweiten Wendel in Übereinstimmung mit der Phasengeschwindigkeit der gewünschten Oberwelle gebracht wird.

Die Bemessung der ersten Wendel für eine niedrigere Spannung bewirkt, daß zur Aussteuerung eine verhältnismäßig kleine Grundwellenamplitude ausreichend ist

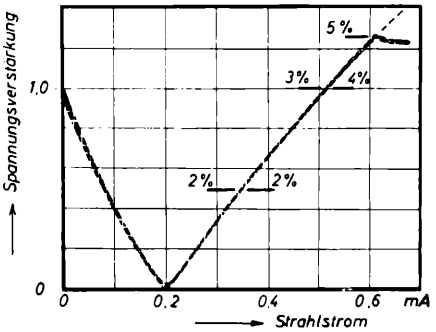


Bild 10 Oszillogramm der Stromabhängigkeit der Verstärkung unter denselben Bedingungen wie in Bild 9. Die links stehenden Modulations-Klirrfaktoren beziehen sich auf die Modulationsspannung an der Voranode der Elektronenkanone, die rechts stehenden auf die (niederfrequente) Modulation der Strahlstromstärke

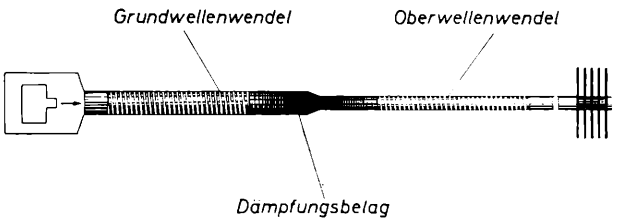


Bild 11 Schema eines WFR-Frequenzvervielfachers

und bringt überdies den Vorteil einer Verkürzung der Wendel mit sich. Durch die höhere Betriebsspannung der zweiten Wendel wird eine höhere Strahlleistung und damit auch eine höhere Oberwellenausgangsleistung erreicht. So konnten mit einer Grundwellenleistung von etwa 50 mW (λ = 45 cm) auf der dritten Oberwelle (λ = 15 cm) eine Leistung von etwa 1 bis 2 Watt erzielt werden.

Die Eigenschaften der Frequenzvervielfacher-WFR lassen sich vorerst nur experimentell ermitteln, da die nichtlineare Theorie der Wanderfeldröhre über einige erste Ansätze noch nicht hinausgekommen ist. Lediglich aus Analogiebetrachtungen zum Frequenzvervielfacher-Klystron und zur Wanderfeldverstärkerröhre lassen sich

einige qualitative Voraussagen machen, welche durch die in Bild 12 und 13 wiedergegebenen Meßkurven bestätigt werden. Bild 12 gibt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung der dritten Oberwelle von der Eingangsspannung der Grundwelle wieder. Die Kurve entspricht qualitativ dem beim Klystronvervielfacher zu beobachtenden Verlauf. Die Oberwellenamplitude durchläuft mit wachsender Steuerspannung ein Maximum, um dann wieder kleiner zu werden.

Die Spannung der ersten Wendel ist verhältnismäßig unkritisch, es zeigt sich, daß es vor allem darauf ankommt, in der ersten Wendel eine intensive Wechselwirkung zwischen dem Strahl und der Grundwelle herzustellen.

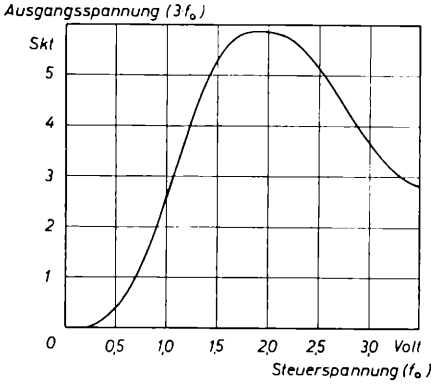


Bild 12 Die Ausgangsspannung der 3. Oberwelle ($\lambda = 15$ cm) als Funktion der Grundwellen-Steuerspannung für die in Bild 11 gezeigte Röhre

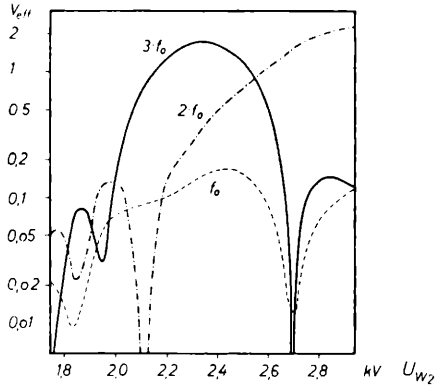


Bild 13 Die HF-Ausgangsspannung der Grundwelle und der 2. und 3. Harmonischen als Funktion der Spannung der 2. Wendel der Röhre in Bild 11

In Bild 13 ist die Abhängigkeit der Ausgangsamplitude der Grundwelle und der zweiten und dritten Harmonischen als Funktion der Spannung der zweiten Wendel aufgetragen. Der Verlauf der Kurven entspricht etwa den qualitativen Erwartungen, läßt aber erkennen, daß bei der untersuchten Röhre die Dispersion der zweiten Wendel noch nicht ganz ausreichend ist, um die (gewünschte) dritte Oberwelle sauber von der (unerwünschten) zweiten Oberwelle und der Grundwelle zu trennen. Das ist zum Teil dadurch bedingt, daß bei allen drei Wellen neben den Hauptmaxima noch ausgeprägte Nebenmaxima auftreten, wobei im vorliegenden Falle ein Nebenmaximum der Grundwelle gerade mit dem Hauptmaximum der dritten Oberwelle zusammenfällt. Dementsprechend ist der „Klirrfaktor"[2]) für die dritte Oberwelle für den günstigsten Arbeitspunkt bei 2150 V mit etwa 10 % und für denjenigen maximaler Leistung bei 2300 V mit 22 % noch relativ hoch. Andererseits erhält man für die zweite Oberwelle bei einer Spannung der zweiten Wendel von 2700 V einen „Klirrfaktor" von unter 1 %. Durch Verwendung einer Verzögerungsleitung mit erheblich größerer Dispersion für die Auskopplung der Oberwellen aus dem Strahl läßt sich jedoch der „Klirrfaktor" voraussichtlich noch erheblich verbessern.

[2]) Der „Klirrfaktor", wie er hier im Zusammenhang mit dem Frequenzvervielfacher benutzt wird, entspricht in seiner formalen Definition dem üblichen Klirrfaktor und gibt das Verhältnis des Effektivwertes der unerwünschten Frequenzen zum Effektivwert der erwünschten Frequenz an.

$$k_N = \frac{\sqrt{(\Sigma\, a_n^2) - a_N^2}}{a_N}$$

Schrifttum

[1] J. R. Pierce: Traveling-Wave Tubes, D. van Nostrand Co, Inc. New York.

[2] H. Schnitger und D. Weber: Messungen an einer Wanderfeld-Wendelröhre für 10-W-Leistung bei 15-cm-Wellenlänge FTZ 6 (1953) S. 66—72.

[3] O. Doehler, W. Kleen und P. Palluel: Les Tubes à Propagation d'Ondes comme Oscillateurs à large Bande d'Accord Électronique. Annales de Radioélectricité. IV 1949.

[4] L. M. Field: Recent Developments in Traveling-Wave Tubes. Electronics (1950) S. 100—104.

[5] H. Schnitger und D. Weber: Untersuchungen über selbsterregte Schwingungen bei Wanderfeldröhren. Frequenz 3 (1949) S. 189—195.

[6] H. Schnitger: Über die Herstellung richtungsabhängiger elektronischer Dämpfungen mit Wanderfeldröhren. FTZ 4 (1951) S. 301—305.

Aussprache

Einführender: Der Herr Vortragende hat für den von ihm beschriebenen Wanderfeld-Oszillator einen elektronischen Durchstimmbereich von etwa 9 % angegeben. Es ist eine für die technische Anwendung dieses Oszillators wesentliche Frage, ob dieser Durchstimmbereich sich tatsächlich ohne Mehrwelligkeit, d. h. ohne Gefahr des Umspringens der Frequenz, erzielen läßt.

Vortragender: Bei konstanten Betriebsbedingungen war die Schwingung in dem mitgeteilten Frequenzhub von 9 % einwellig und gut reproduzierbar. Netzspannungsschwankungen und andere Veränderungen des Arbeitspunktes der Röhre würden den praktisch ausnutzbaren Hub jedoch beträchtlich verkleinern. Für die technische Anwendung wird man daher vermutlich zweckmäßig besser zu Wellenleitern mit stärkerer Dispersion an Stelle der hier untersuchten üblichen Wendeln übergehen.

Herr H. Döring, Aachen: Der Vortragende hat mit Recht mehrfach auf ähnliche Verhältnisse bei Wanderfeld- und bei Triftröhren hingewiesen. Diese Darstellungsweise legt die Frage nahe, ob z. B. eine Wanderfeldröhre mit 3 hintereinanderliegenden Wendeln — analog einer Dreikreistriftröhre — eine besonders hohe Verstärkung liefert?

Vortragender: Die reine Wanderfeldröhre mit Verzögerungsleitung ist als Weiterentwicklung der Dreikreistriftröhre in dem Sinne auffaßbar, daß bei der Wanderfeldröhre die drei leitungsmäßig entkoppelten Kreise der Dreikreistriftröhre durch eine Vielzahl von phasenrichtig miteinander gekoppelten Feldstrecken ersetzt sind, die im Grenzfall der Wendelröhre kontinuierlich ineinander übergehen. Die phasenrichtige Kopplung ist dabei eine wesentliche Voraussetzung, so daß jede nachträgliche Unterbrechung der Verzögerungsleitung bei kleinen Signalstärken die Verstärkung vermindert und somit nicht mit der Einschaltung weiterer Kreise bei der Triftröhre zu vergleichen ist. Die Vorteile der Unterbrechung der Verzögerungsleitung liegen bei Wanderfeldröhren in der Erzielung ganz bestimmter Eigenschaften, wie sie z. B. die Unterbrechung der Ausbreitung in der zur Verstärkung entgegengesetzten Richtung darstellt oder die Kompensation kohärenter Rauschkomponenten zur Erzielung rauscharmer Röhren oder die Unterbrechung der Wendel zum teilweisen Ausgleich der Verstärkungseinbuße beim nichtlinearen Betrieb.

Einführender: Von Herrn Schnitger ist vor einiger Zeit eine galvanische Ankopplung von Generator und Last an die Wendel einer Wanderfeldröhre beschrieben

worden. Demgegenüber werden hier (s. Bild 2) kapazitive Ankopplungen angegeben und benutzt. Welches sind die wesentlichen Vorteile dieser neuen Koppelelemente? Für den technischen Einsatz ist ferner die Frage wichtig, wie sich derartige Koppelelemente bei Röhrenwechsel verhalten, d. h., ob dieser Röhrenwechsel ohne Nachstimmung erfolgen kann.

Vortragender: Der hier benutzten kapazitiven Ankopplung wurde gegenüber der früher beschriebenen halbgalvanischen der Vorzug aus rein mechanischen Gründen gegeben. Das Fehlen des seitlichen Verbindungsstiftes bei der kapazitiven Ankopplung erleichtert das Auswechseln der Röhren wesentlich und vermeidet die starken Streuungen, die bei der Einschmelzung für die Glasstärke und die genaue Lage des Stiftes unvermeidlich sind. Bezüglich der erreichbaren Reflexionsfreiheit konnten bisher noch keine allgemeingültigen Unterschiede zwischen den beiden Ankopplungsarten festgestellt werden.

Einführender: Einige Angaben über den Wirkungsgrad von Wanderfeld-Röhren bei Anwendung als Frequenzvervielfacher wären interessant.

Vortragender: Mit einer Spannung von etwa 2300 V an der zweiten Wendel und einem Strahlstrom von 25 mA haben wir für die 3. Oberwelle bei 15 cm Wellenlänge maximal etwa 2,5 Watt Ausgangsleistung erzielt, einem Wirkungsgrad von etwa 4.3 % entsprechend. Die Steuerleistung der 45 cm-Grundwelle hat dabei 80 mW betragen.

Herr Hässler, Stuttgart: Läßt sich die Dispersion in dem hier gewünschten Sinn durch Anwendung von Wendeln mit Filtercharakter (RCA) erhöhen? Wurden entsprechende Versuche unternommen?

Vortragender: Für die hier vorgeschlagenen Anwendungen sollte die Dispersion in einem möglichst großen Frequenzbereich annähernd konstant und um mindestens den Faktor 2 größer als bei gewöhnlichen Wendeln sein. Die veröffentlichten Dispersionskurven der erwähnten Wendeln mit Filtercharakter haben jedoch einen wesentlich anderen Verlauf. Da entsprechende eigene Versuchsergebnisse nicht vorliegen, können wir noch nicht entscheiden, ob sich mit den angegebenen Mitteln die Dispersion der Wendeln auch in dem hier gewünschten Sinne beeinflussen läßt.

Die Übertragungseigenschaften der deutschen Fernseh-Leitungen

Von **F. Kirschstein**

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Sonderdruck aus VDE-Fachberichte · 17. Band, 1953

I. Die theoretischen Anforderungen an Dämpfung und Laufzeit

Die deutschen Fernseh-Verbindungsleitungen müssen die Bildströme der 625-Zeilen-Norm übertragen, der sich die Mehrzahl der europäischen Staaten angeschlossen hat. Daraus ergeben sich bestimmte Anforderungen an die Leitungen, vor allem bezüglich Dämpfung und Laufzeit. Bild 1 zeigt das zu übertragende Frequenzspektrum,

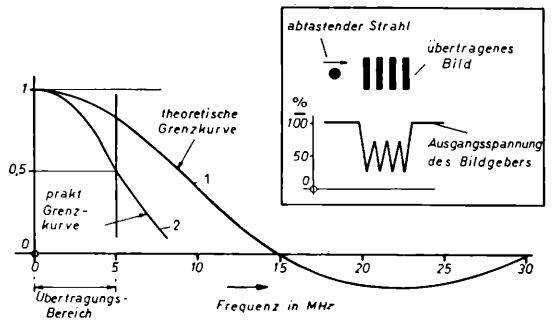


Bild 1 Das zu übertragende Frequenzspektrum

und zwar bezeichnet Kurve 1 die theoretischen Grenzwerte der Amplituden für den Fall, daß die Konturen des übertragenen Bildes unendlich „scharf" sind, und Kurve 2 die praktischen Grenzwerte, die von den heutigen Bildgebern tatsächlich geliefert werden.

Die Kurve 1 folgt dem bekannten Gesetz $\left(\frac{\sin x}{x}\right)$ und hat ihren ersten Nulldurchgang bei 15 MHz. Das ist d i e Frequenz, die der Bildgeber liefert, wenn im Urbild senkrechte schwarze Streifen mit gleich breiten weißen Streifen abwechseln und die Periodenlänge — bestehend aus einer schwarzen und einer weißen Streifenbreite — gerade gleich der Breite des abtastenden Elektronenstrahls ist. Es ist unmittelbar einleuchtend, daß der Bildgeber für diese Frequenz überhaupt keine nutzbare Amplitude mehr liefert, und daß auch die Amplituden zwischen 7,5 MHz und 15 MHz schon abnehmen müssen, weil der abtastende Elektronenstrahl breiter wird als eine Halbperiode der zugehörigen Schwarz-Weiß-Streifen[1]). Die technische Unvollkommenheit der heutigen Bildgeber und die endliche Schärfe der übertragenen Bilder bewirken, daß die tatsächlich erzeugten Amplituden noch wesentlich schneller mit der Frequenz abnehmen, als theoretisch errechnet wird. Dies zeigt Kurve 2, die übereinstimmend für Kameras (mit Superikonoskopen) und für Diapositivgeber der Fernseh-GmbH. ermittelt wurde. Die Harmonischen des Bildstromes mit Frequenzen oberhalb 5 MHz sind daher in der Amplitude klein gegen die der tieferen Frequenzen, und es ist einleuchtend, daß ihre Übertragung nicht lohnt, weil sie das Empfangsbild nur wenig beeinflussen würden. Die Anhänger der 625-Zeilen-Norm haben sich daher international darauf geeinigt, ein Band von nur 5 MHz Breite zu übertragen.

Innerhalb dieses Bandes müssen alle Harmonischen genau mit der richtigen Amplitude und Phase übertragen werden, damit das Frequenzgemisch am Empfangsort ein formgetreues Abbild des Gemisches darstellt, das der Bildgeber liefert. Die Anforderungen, die sich daraus für das Übertragungssystem ergeben, veranschaulicht Bild 2. Es muß nämlich

1. der Übertragungsfaktor $A = \frac{U'}{U}$ und
2. die Phasenlaufzeit $t_p = \frac{b}{\omega}$

für alle Komponenten gleich groß sein. b ist dabei der Übertragungswinkel und $\omega = 2\pi \cdot f$ die „Kreisfrequenz" der einzelnen Harmonischen (Bild 2 behandelt die Übertragung eines rechteckigen Bildstromes, der aus der Grundwelle und der dritten Oberwelle besteht, und man sieht, daß zu einem bestimmten Übertragungswinkel b_1 der Grundwelle ein dreimal so großer Übertragungswinkel b_3 gehört, damit der Nulldurchgang der beiden Harmonischen am Empfangsort gleichzeitig erfolgt — ebenso wie auf der Sendeseite!).

Die Frage, innerhalb welcher Grenzen diese theoretischen Forderungen erfüllt werden müssen, ist nicht leicht zu beantworten. Kleine Abschnitte einer Leitung

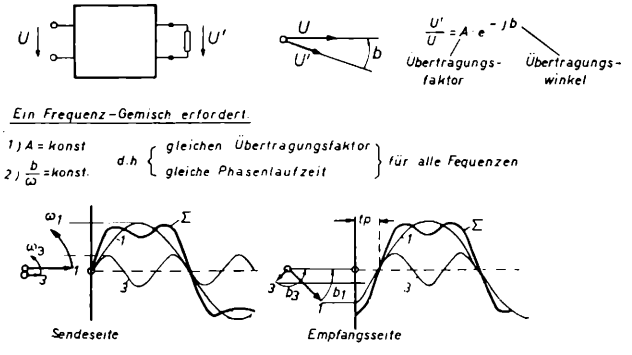


Bild 2 Die formgetreue Übertragung

— etwa ein einzelnes Verstärkerfeld — müssen offenbar den Anforderungen streng genügen, damit die Reihenschaltung einer beliebigen Zahl von Abschnitten nicht unerträgliche Fehler ergibt. Dagegen können für eine Gesamtstrecke bestimmter Länge (beispielsweise 1000 km)

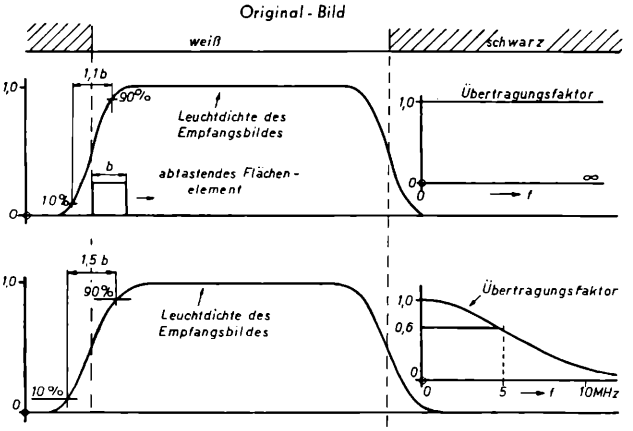


Bild 3 Der Einfluß des Übertragungsfaktors

endliche Schwankungen des Übertragungsfaktors und der Phasenlaufzeit angegeben werden, die den Bildeindruck am Empfangsort nicht unzulässig verschlechtern.

Bild 3 veranschaulicht den Einfluß, den ein monotoner Abfall des Übertragungsfaktors innerhalb des Über-

[1]) Die Kurve 1 bezeichnet die Amplituden des Bildstromes, die zu Streifen mit s i n u s f ö r m i g pulsierender Schwärzung gehören. Daher ergibt sich bei 7,5 MHz bereits eine Abnahme um etwa 40 % gegenüber den ganz tiefen Frequenzen.

tragungsbereiches auf die Bildschärfe hat. Dargestellt ist der Verlauf der Leuchtdichte längs einer Zeile des Empfangsbildes für den Fall, daß das Urbild aus senkrechten schwarzen und weißen Streifen besteht, deren Breite achtmal so groß ist wie die des abtastenden Elektronenstrahls. In der oberen Hälfte des Bildes sieht man den Verlauf, der zu einem fehlerfreien Übertragungssystem mit unendlich breitem Frequenzband gehört. Trotz der fehlerlosen Übertragung erstreckt sich hier der Übergang von Schwarz auf Weiß, der im Urbild sprunghaft erfolgt, über 2 Breiten des abtastenden Elektronenstrahles, weil der Bildstrom stetig anwächst, während der

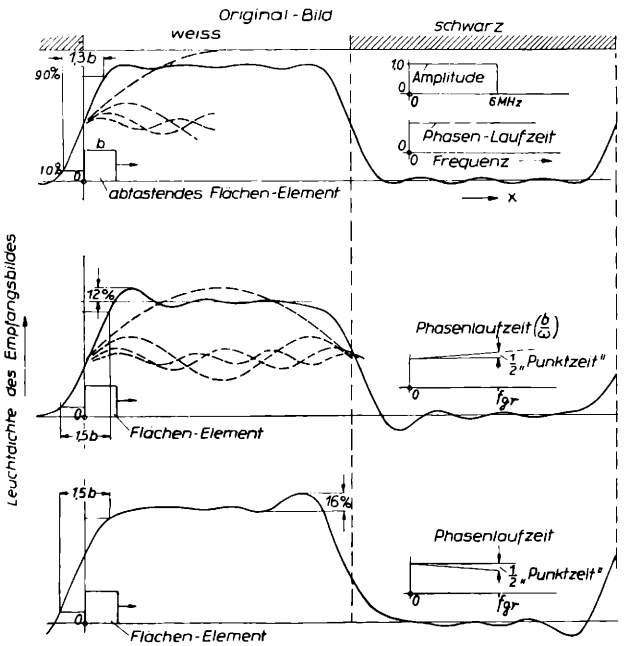


Bild 4 Der Einfluß der Phasenlaufzeit

Elektronenstrahl im Geber die Schwarz-Weiß-Kante überstreicht und zugleich der Elektronenstrahl des Empfängers die zugehörige Helligkeit über 2 Punktbreiten „verschmiert". Definiert man als die „wirksame Breite" der Übergangszone den Bereich, in dem die Leuchtdichte von 10 % bis auf 90 % ihres Endwertes ansteigt, so erhält man als solches das 1,1fache der Breite b des abtastenden und bilderzeugenden Elektronenstrahles.

In der unteren Hälfte von Bild 3 ist zum Vergleich der Leuchtdichtenverlauf dargestellt, der zu einem Übertragungssystem konstanter Laufzeit gehört, dessen Übertragungsfaktor den daneben angedeuteten Verlauf hat (Abfall bei 5 MHz: 40 %).

Man erkennt, daß hier die „wirksame Breite" der Übergangszone auf das 1,5fache der Strahlbreite angewachsen ist, was eine merkliche Verringerung der Bildschärfe bedeutet.

Bild 4 zeigt die entsprechenden Verhältnisse für Systeme mit konstantem Übertragungsfaktor, aber veränderlicher Phasenlaufzeit (bei 5 MHz Bandbreite). Die oberste Zeile gilt für ein ideales Übertragungssystem (keine Laufzeitschwankung), die mittlere Zeile gilt für den Fall, daß die Phasenlaufzeit zwischen 0 und 5 MHz geradlinig um ½ „Punktzeit" zunimmt, die unterste Zeile für eine entsprechende Abnahme der Laufzeit. Die „Punktzeit" t_0 ist dabei diejenige Zeit, die der abtastende Elektronenstrahl braucht, um sich über seine eigene Breite zu verschieben. Sie beträgt beim 625-Zeilen-Bild:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{7{,}5\ \text{MHz}} = 0{,}066\ \mu\text{s}\,.$$

Man erkennt, daß die geringe Laufzeitschwankung von 0,033 µs nicht nur eine Vergrößerung der „wirksamen Breite" der Übergangszone von 1,3 auf 1,5 b bewirkt, sondern vor allem auch zu einem „Überschwingen" der Leuchtdichte um etwa 12 % über den Weißwert führt, das entweder am Anfang oder am Ende der Weißperiode auftritt und einen störenden Bildfehler darstellt[2]).

Aus Bild 4 folgt die leicht zu merkende Vorschrift, daß die Schwankungen der Phasenlaufzeit von Fernseh-Übertragungssystemen stets kleiner als die zugehörige „Punktzeit" gehalten werden müssen. Leider wird der Wert dieser einfachen Regel dadurch beeinträchtigt, daß der Übertragungswinkel und damit auch die Phasenlaufzeit der Systeme praktisch nicht gemessen werden können. Dies beruht darauf, daß der Übertragungswinkel — besonders bei den höheren Frequenzen — eine große Zahl ganzer Vielfacher von 2π umfaßt und die Messung des Restwinkels, die an Leitungsschleifen leicht durchführbar wäre, praktisch nichts über den Gesamtwinkel aussagt. Man erkennt das sofort, wenn man bedenkt, daß die Laufzeit der elektrischen Wellen auf einer 1000 km langen Leitung in erster Näherung $\frac{1000\ \text{km}}{300\,000\ \text{km/s}} = 3\ \text{ms}$ beträgt. Dies führt bei einer Meßfrequenz von 5 MHz zu einem Übertragungswinkel von

$$2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot \left(\frac{1}{\text{s}}\right) \cdot 3\ \text{ms} = 2\pi \cdot 15000\,.$$

Wollte man diesen Winkel durch direkte Messung ermitteln, so müßte man die Meßfrequenz von 0 beginnend langsam steigern und dabei sorgfältig alle Nulldurchgänge der Summe aus Ein- und Ausgangsspannung zählen, bis 5 MHz erreicht wären. Es liegt auf der Hand, daß das kein praktisch brauchbares Meßverfahren wäre. Man beschränkte sich daher bisher in der Praxis auf die Messung von Schwankungen der Gruppenlaufzeit $\left(\frac{\mathrm{d}\,b}{\mathrm{d}\,\omega}\right)$, die — wenigstens im Bereich oberhalb 200 kHz — verhältnismäßig leicht durchgeführt werden kann [1].

Demgemäß wurden auch die zulässigen Abweichungen des Übertragungswinkels von seinem Sollwert nicht durch die Phasenlaufzeit, sondern durch die Gruppenlaufzeit ausgedrückt, und dabei meist einfach gefordert, daß auch die Schwankungen der Gruppenlaufzeit in dem Übertragungsband kleiner als die „Punktzeit" bleiben sollten [2].

Bild 5 zeigt, daß diese Forderung schärfer ist als die entsprechende Forderung für die Phasenlaufzeit. In diesem Bild ist willkürlich angenommen, daß dem gleich-

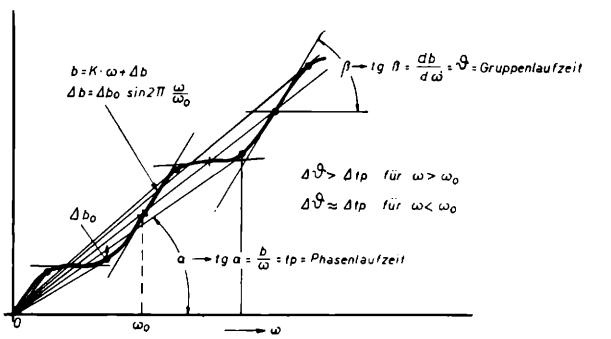


Bild 5 Die Schwankungen von Gruppenlaufzeit und Phasenlaufzeit

mäßigen Anstieg des Übertragungswinkels $b = K\,\omega$ sinusförmige Schwankungen von der Amplitude Δb_0 und der Periode ω_0 überlagert sind. Diese bewirken, daß sowohl die „Gruppenlaufzeit" $\frac{\mathrm{d}\,b}{\mathrm{d}\,\omega}$ wie auch die Phasenlaufzeit $\frac{b}{\omega}$ mit ω schwankt (vgl. die Winkel α und β, die die beiden Größen darstellen!). Diese Schwankungen sind aber

[2]) Die erzeugenden Harmonischen der Leuchtdichtenkurve sind in der mittleren Zeile dargestellt; man sieht leicht, wie durch die seitliche Versetzung das Überschwingen am Anfang und die Abplattung am Ende der Weißperiode entsteht!

nicht gleich groß. Für $\omega > \omega_0$ sind vielmehr die Schwankungen von $\frac{db}{d\omega}$ merklich größer als die von $\left(\frac{b}{\omega}\right)$, und erst für $\omega < \omega_0$ werden die letzteren den ersteren angenähert gleich. Man könnte daher im vorliegenden Fall bei den höheren Frequenzen für die Gruppenlaufzeit auch noch Schwankungen zulassen, die größer als die Punktzeit sind. Jedoch wäre eine quantitative Angabe darüber schwer zu machen, weil sie zu stark von dem Gesamtverlauf des Übertragungswinkels b abhängen würde[3]).

II. Das Pflichtenheft

Die Abnahmebedingungen für die Übertragungsanlage wurden bei der Auftragserteilung nur in einigen Hauptpunkten festgelegt und später in gemeinsamen Besprechungen mit allen einschlägigen deutschen Firmen fortlaufend ergänzt. Der letzte Stand der Vereinbarungen vor der Abnahme war etwa folgender:

A) Pegelwerte:

Eingangs- und Ausgangspegel des videofrequenten Signalgemisches: 1,5 V_{ss} ± 6 % (von Weißspitze zu Synchronimpulsspitze) mit positiver Polarität.
Eingangs- und Ausgangswiderstand: 75 Ohm.
Verhältnis Bildsignal zu Synchronsignal: 72 : 28.

B) Nichtlineare Verzerrungen:

Steilheitsschwankung der Übertragungskennlinie im Bildbereich (28 % — 100 %): ≦ ± 10 % vom Mittelwert.
Synchronimpulse: zwischen 25 und 30 % des Gesamtsignals.

C) Störabstände:

Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal, gemessen jeweils von Spitze zu Spitze:
für Rauschen: 35 db
für periodische Störungen: 50 bis 30 db, mit der Frequenz fallend (von 50 Hz bis 5 MHz).

D) Pegelschwankungen:

Der Pegel einer Meßfrequenz von 1 MHz soll während einer Stunde um nicht mehr als ± 1 db schwanken.

E) Dämpfung und Laufzeit:

1. Schwankungen der Restdämpfung:
zwischen 20 Hz und 3 MHz: kleiner als ± 1 db,
zwischen 3 MHz und 5 MHz: kleiner als + 1 db — 2 db.
2. Schwankungen der Gruppenlaufzeit:
zwischen 200 kHz und 5 MHz: kleiner als ± 0,1 µs
oder

1a) „Steigzeit" einer vom System übertragenen Rechteckspannung — gemessen zwischen 10 % und 90 % des Endwertes 0,1 µs,

2a) Überschwingen der Rechteckspannung: kleiner als 5 %,

3a) Abfall des „Daches" einer Rechteckspannung von 50 Hz Grundfrequenz: kleiner als ± 3 %.

Wenn auch ein Übertragungssystem durch die gleichzeitige Festlegung von Übertragungsfaktor und Einschwingvorgang überbestimmt ist, und die Forderungen sich daher nicht vollkommen decken mögen, so hat es sich doch für die praktische Entwicklung der Geräte als sehr nützlich erwiesen, zunächst einmal Toleranzen für beide Übertragungskenngrößen anzugeben.

III. Das Prüfverfahren für Dämpfung und Laufzeit

Die Alternativ-Vorschriften (Ea) des Pflichtenheftes beruhten auf der Erkenntnis, daß bei der Abnahme voraussichtlich kein geeignetes Meßgerät für die Gruppenlaufzeit zur Verfügung stehen würde. In der Tat ist der Bau eines solchen Gerätes, das die erforderliche Meßgenauigkeit besitzt, eine sehr schwierige Aufgabe, die zwar an verschiedenen Stellen Deutschlands in Angriff genommen, aber bis heute noch nicht ganz gelöst ist.

Dagegen hatte das Fernmeldetechnische Zentralamt gute Erfahrungen mit einer Meßeinrichtung gemacht, die im Bild 6 schematisch dargestellt ist [3] [4].

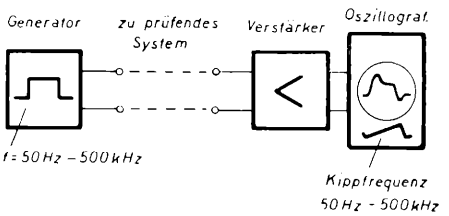


Bild 6 Rechteckwellen-Prüfgerät des FTZ

Hier erzeugt ein Rechteckwellen-Generator Rechteckspannungen, deren Frequenz kontinuierlich von etwa 50 Hz bis 500 kHz verändert werden kann und die sehr steile Flanken haben. Diese Rechteckspannungen werden auf das zu prüfende System gegeben und erscheinen an dessen Ausgangsklemmen in verformtem Zustand. Dort werden sie mit Hilfe eines Breitbandoszillographen sichtbar gemacht und als Kriterium für die Güte des Übertragungssystems benutzt. Dabei untersucht man entweder die Verformung der Rechteckspannung selbst (Steilheit

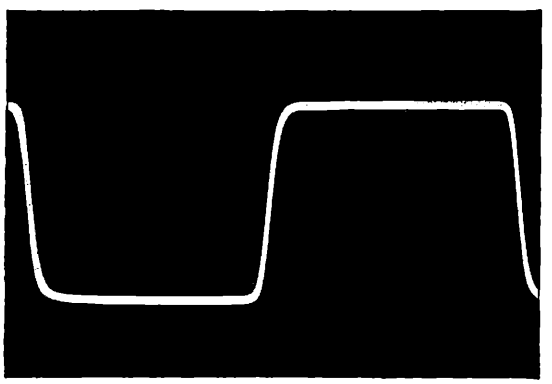


Bild 7 Prüfoszillogramm der Meßapparatur im Kurzschluß; Rechteckprüffrequenz: 0,5 MHz

der Flanken, Überschwingen, Absinken der Dächer!) oder führt eine harmonische Analyse des verzerrten Rechtecks durch und erhält daraus die Dämpfung und die (relative) Phasendrehung der Harmonischen.

Natürlich müssen der Rechteckwellen-Generator ein einwandfreies Rechteck liefern und der Oszillographenverstärker so breitbandig sein, daß eine fehlerfreie Aufzeichnung der Ausgangsspannung gewährleistet ist. Bild 7

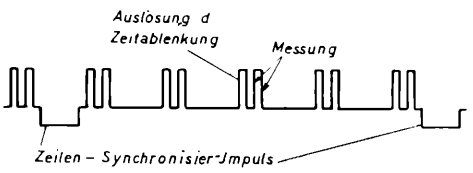


Bild 8 Impulsfolge des Telefunken-Prüfgerätes

zeigt eine Aufnahme der Meßspannung, die bei kurzgeschlossenem Prüfobjekt erhalten wurde. Die Anstiegszeit der Flanken beträgt hier etwa 0,06 µs, und ein störendes Überschwingen tritt nicht auf.

Anstatt der mäanderförmigen Rechteckspannung verwendet die Firma Telefunken in einem Betriebsmeßgerät kurze, rechteckige Impulse von etwa 1 µs Dauer, die synchron zu den Zeilen-Synchronisierimpulsen verlaufen [5]. Bild 8 zeigt, daß dabei durch einen Hilfsimpuls, der dem eigentlichen Meßimpuls vorausgeht,

[3]) Neuerdings hat die englische Postverwaltung für ihre Kabellinien an der oberen Frequenzgrenze Gruppenlaufzeitschwankungen zugelassen, die das 3fache der Punktzeit betragen.

die Zeitablenkung des Oszillographen ausgelöst wird, so daß der Einschwingvorgang, der zur Vorderflanke (oder Hinterflanke) des Meßimpulses gehört, mit der erforderlichen Zeitdehnung aufgezeichnet werden kann.

Um bei der Auswertung der Oszillogramme Fehler durch Nichtlinearität der Zeitablenkung auszuschalten, wird hier auf dem Wehneltzylinder des Oszillographen eine Wechselspannung von 50 MHz gegeben, die den Schreibstrahl in Zeitabständen von 0,02 µs austastet.

IV. Die Meßergebnisse

1. Die dm-Richtfunkstrecke Hamburg—Köln.

Die Bilder 9 und 10 zeigen zunächst Rechteck-Oszillogramme, die bei Vorprüfungen über zwei Funkfelder der Richtfunkstrecke hinweg erhalten wurden.

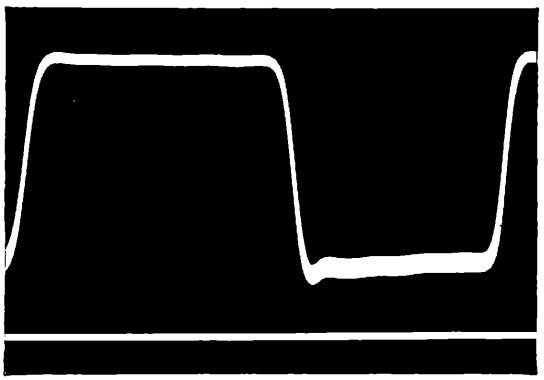


Bild 9 Rechteckwelle nach der Übertragung über zwei Funkfelder der dm-Strecke; Rechteckprüffrequenz 0,5 MHz

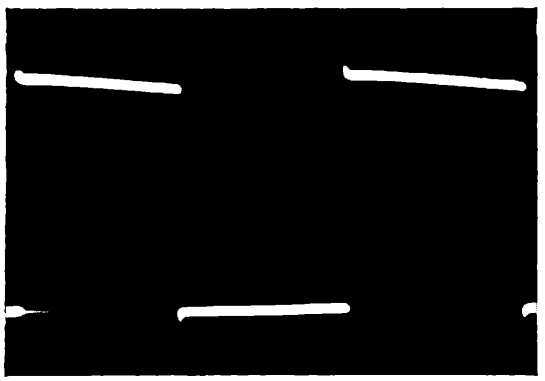


Bild 10 Prüfoszillogramm über zwei Funkfelder ohne Synchronisierimpuls; Rechteckprüffrequenz 50 Hz

Bei Bild 9 betrug die Frequenz der Grundwelle 500 kHz und die Rechteckspannungen wurden gemeinsam mit den normalen Synchronisierimpulsen übertragen. Dadurch erklärt sich die „Null-Linie", die von den „Böden" der (mit dem Rechteck nicht synchronen) Synchronisierimpulse erzeugt wird. Der kurze Übertragungsweg bewirkt noch keine merkliche Verformungen der Rechteckspannung gegenüber Bild 7.

Bei Bild 10 betrug die Frequenz der Grundwelle 50 Hz und die Meßspannung wurde allein — ohne die Synchronisierimpulse — übertragen. Dies entspricht nicht der normalen Betriebsweise der Richtfunkstrecke und stellt eine besonders scharfe Prüfung auf richtige Übertragung der niedrigen Bildstrom-Harmonischen dar. Bekanntlich führen nämlich zu kleine Zeitkonstanten der Koppelglieder an RC-Verstärkern zu einem Absinken der „Dächer" langer Rechteckspannungen, wie auch auf Bild 10 deutlich zu erkennen ist. Dieser Abfall würde aber bei normaler Betriebsweise der Strecke dadurch stark herabgesetzt, daß die Rechteckspannung am Ende jeder Bildzeile ausgetastet und mit einem Synchronisierimpuls versehen wird, dessen „Boden" durch eine „Schwarzsteuerung" auf konstanter Höhe gehalten wird. Dadurch würde auch das „Dach" einer Rechteckspannung großer Periodendauer auf konstanter Höhe gehalten, wie durch den Versuch bestätigt wurde.

Bild 11 zeigt den Einschwingvorgang der Gesamtstrecke: Hamburg—Köln, aufgenommen mit dem Meßgerät der Firma Telefunken. Durch Zählung der dunklen Stellen auf dem ansteigenden Ast der Kurve (zwischen 10 % und 90 % des Endwertes) erkennt man, daß die „Steigzeit" etwas kleiner als 0,1 µs ist und damit innerhalb des vorgeschriebenen Grenzwertes liegt. Dagegen zeigt sich ein starkes „Überschwingen" von etwa 17 %, das über den im Pflichtenheft vorgesehenen Wert von 5 % merklich hinausgeht. Die Firma Telefunken glaubte

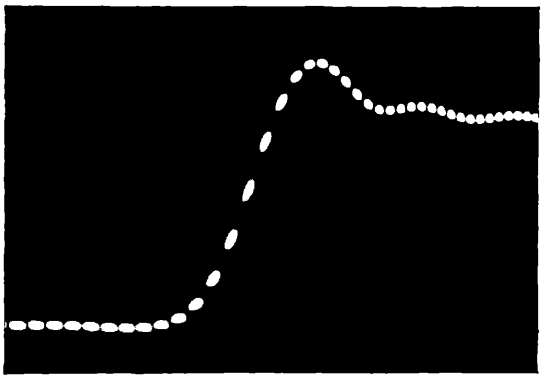


Bild 11 Einschwingvorgang über die Gesamtstrecke Hamburg—Köln (9 Funkfelder); Zeitmarkierung 0,02 µs (Meßgerät der Firma Telefunken)

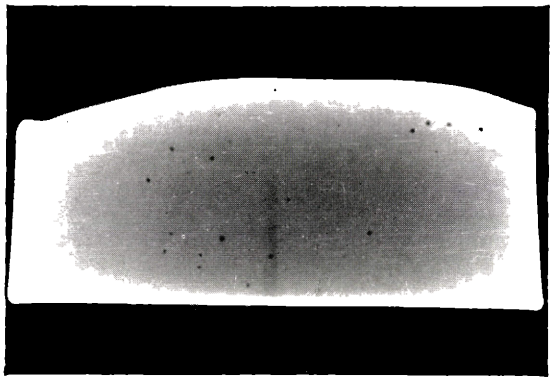


Bild 12 Relative Steilheit in Abhängigkeit von der Aussteuerung; Aussteuerbereich 1,5 V_{SS} (Linearitätsmessung)

zunächst, dies Überschwingen rühre nur von den Videofrequenzverstärkern auf der Sende- und Empfangsseite allein her. Inzwischen hat sich aber gezeigt, daß der Effekt mit der Zahl der in Reihe liegenden Funkfelder ansteigt und daher auch durch die ZF- und HF-Verstärker der Relaisstationen bedingt sein muß.

Das Überschwingen dauert etwa 0,14 µs an und ist in schwarz-weißen Prüfbildern als Plastik erkennbar (vgl. Bild 13). Die Übertragungsanlage wurde aber trotzdem abgenommen, weil kürzlich angestellte Versuche des Fernmeldetechnischen Zentralamts ergeben haben, daß ein Überschwingen von 0,14 µs Dauer erst wahrnehmbar wird, wenn es 10 % der Sprunghöhe übersteigt[4]). Der Überschuß der Richtfunkstrecke über diesen Wert kann voraussichtlich durch Entzerrungsmaßnahmen am Ende der Leitung beseitigt werden. Untersuchungen darüber sind z. Z. im Gange.

Um einen Überblick über den Dämpfungsverlauf und die Laufzeit-Verhältnisse zu bekommen, wurde der Ein-

4) Veröffentlichung erscheint demnächst in der FTZ.

schwingvorgang von Bild 11 nach Amplitude und Phase analysiert [6]. Dabei ergaben sich — bezogen auf 1 MHz — Dämpfungswerte von:

+ 0,4 db bei 3 MHz und — 3 db bei 5 MHz

und Gruppenlaufzeit-Differenzen von etwa:

+ 0,01 µs bei 3 MHz und + 0,11 µs bei 5 MHz.

Diese graphisch ermittelten Werte stimmen größenordnungsmäßig mit den Werten des Pflichtenheftes überein.

Die Prüfung der Übertragungsstrecke auf Linearität wurde mit einem Meßgerät der Firma Telefunken durchgeführt [1]. Dies erzeugt eine Sinusspannung von 250 Hz, die den vollen Aussteuerungsbereich der Strecke überstreicht, und eine kleine Schwingung von 50 kHz. Die beiden Schwingungen werden gemeinsam über die Strecke übertragen und am Empfangsort durch Filter getrennt. Danach wird die 250-Hz-Spannung an die x-Platten, die 50-kHz-Spannung an die y-Platten gelegt. Das Ergebnis ist ein Oszillogramm nach Bild 12, das die Steilheitsschwankungen der Übertragungskennlinie genau erkennen läßt. Im vorliegenden Fall betragen diese innerhalb des Bildbereichs (28—100 %) etwa ±6,5 % vom Mittelwert und liegen damit innerhalb der Toleranz.

Die Synchronisiersignale blieben — auch bei stark wechselndem Bildinhalt — innerhalb der vorgeschriebenen Grenzen.

Durch Messung wurde festgestellt, daß die Sinusspannung, deren Effektivwert gleich dem Effektivwert der Rauschspannung $(U_r)_{\text{eff}}$ war, um 52 db unter derjenigen Sinusspannung $(U_0)_{\text{eff}}$ lag, die volle Aussteuerung der Richtverbindung mit ± 5 MHz Hub bewirkte. Dies entspricht einem Verhältnis der Nutzspannung — gemessen von Schwarz bis Spitze Weiß $(U_n)_{ss}$ — zur Störspannung — gemessen von den negativen zu den positiven Spitzen $(U_r)_{ss}$ — von etwa 52 — 9 = 43 db. Denn nach Definition ist $(U_0)_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(U_n)_{ss}$ und erfahrungsgemäß gilt etwa:

$$(U_r)_{ss} \quad 5{,}6\,(U_r)_{\text{eff}}.$$

Bei einer Verdoppelung der Leitungslänge würde sich der Störabstand um 3 db verschlechtern, aber noch immer um etwa 5 db über dem Wert des Pflichtenheftes liegen, so daß noch eine Reserve für Schwundperioden besteht.

Als Brummspannung wurden 1,5—3 $(\text{mV})_{\text{eff}}$ gemessen. Die Nutzspannung $(U_n)_{ss}$ beträgt 1 Volt. Rechnet man mit dem Zahlenwert 3,4 für das Verhältnis zwischen der Brummspannung — gemessen von negativer bis zu positiver Spitze $(U_B)_{ss}$ — und dem Effektivwert der Brummspannung $(U_B)_{\text{eff}}$, so erhält man für das Verhältnis:

$$\frac{(U_n)_{ss}}{(U_B)_{ss}} = \frac{1{,}08\ \text{V}}{2{,}2\ \text{mV} \cdot 3{,}4} = 43\ \text{db},$$

d. h. einen Wert, der das Pflichtenheft nur knapp erfüllt.

Um die übertragene Bildqualität direkt zu prüfen, wurden Übertragungsversuche mit verschiedenen Testbildern sowie mit normalen stehenden und bewegten Bildern in beiden Richtungen durchgeführt. Bild 13 zeigt die Schirmbildaufnahme eines in der dm-Endstelle in Hamburg gesendeten und in der Endstelle Köln empfangenen Testbildausschnittes. Die Auflösung ist entsprechend dem Prüfoszillogramm (Bild 11) sehr gut. Das verhältnismäßig

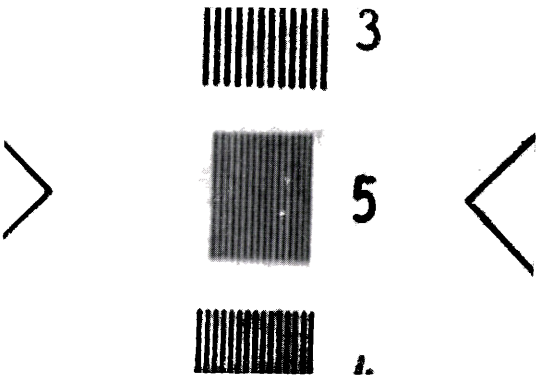


Bild 13 FTZ-Testbild über die Gesamtstrecke Hamburg—Köln. Die senkrechten Streifen zeigen die Auflösung bei 3,4 und 5 MHz

Bild 14 Pausenzeichen des NWDR Hamburg, aufgenommen am Kontrollempfänger in Köln

Bild 15 Iko-Bild aus dem NWDR-Studio Hamburg, aufgenommen am Kontrollempfänger in Köln

starke Überschwingen macht sich nur wenig bemerkbar. Der Grund hierfür liegt darin, daß das vom Diapositivgeber über den Signalmischer auf den Videoeingang der dm-Strecke gelangende Signal eine geringere Anstiegzeit besitzt als das Rechteck-Prüfsignal.

Die Bilder 14 und 15 sind während einer normalen Sendung aus dem NWDR-Studio Hamburg vom Schirm des Kontrollempfängers in Köln gemacht worden. Die im

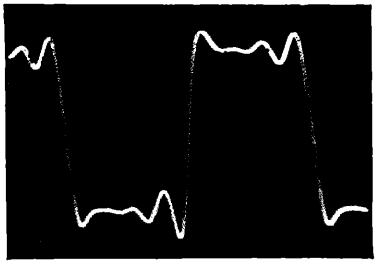


Bild 16 Rechteckwelle nach der Übertragung über ein Feld der UKW-Strecke

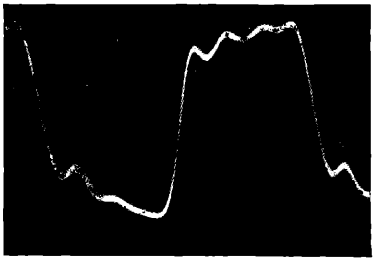


Bild 17 Rechteckwelle nach der Übertragung über die Gesamtstrecke: Berlin—Hamburg

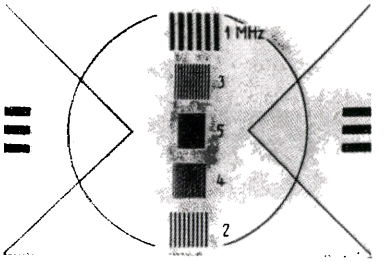


Bild 18 Prüfbild nach der Übertragung von Berlin nach Hamburg

Testbild noch gerade bemerkbare Plastik tritt hier nicht mehr in Erscheinung.

2. Die UKW-Richtfunkstrecke Berlin—Hamburg

Diese Verbindung umfaßt 2 Funkfelder, von denen jedes aus einem vollständigen Sender und Empfänger besteht (mit Modulator bzw. Demodulator). Die Träger sind in der Amplitude moduliert. Zur Einsparung von Frequenzband ist jeweils ein Seitenband zum größten Teil unterdrückt [7].

Bild 16 zeigt die Wiedergabe der Rechteckwelle von Bild 7 am Ausgang des ersten Funkfeldes, Bild 17 das gleiche am Ausgang des zweiten Funkfeldes. Die Übertragungsgüte ist hier etwas geringer als bei zwei Funkfeldern einer dm-Richtfunkstrecke, die mit Frequenzmodulation und wesentlich größeren Bandbreiten arbeitet (vgl. Bild 9). Insbesondere zeigt Bild 17 deutlich die bei Rest-

Bild 19 Bildübertragung aus dem Studio Berlin, aufgenommen in Hamburg

seitenband-Übertragungen häufig auftretende Neigung der waagerechten Abschnitte der Rechteckwelle, die im Empfangsbild störende „Fahnen" erzeugt. Außerdem sind die Flanken der Rechtecke weniger steil, wodurch das Auflösungsvermögen der Bildübertragung herabgesetzt wird (vgl. Bild 18). Trotzdem liefert die Richtfunkverbin-

Bild 20 Rechteckwelle nach der Übertragung durch die Kabelverbindung Tempelhof—Nikolassee

dung ganz befriedigende Empfangsbilder, wie Bild 19 zeigt. (Die Photographie wurde in Hamburg aufgenommen, während Herr von Laue in Berlin ein Interview gab.)

3. Die Fernseh-Ortskabel

Für die Verbindung zwischen Studios und Sendern oder Weitverkehrsendstellen verwendet die Deutsche Bundespost koaxiale Kabel und Trägerwellen, die in der Amplitude moduliert sind (21 MHz). Der Frequenzgang der Verstärkung wird dabei so gewählt, daß die mit der Frequenz steigende Kabeldämpfung kompensiert wird und eine unverzerrte Zwei-Seitenband-Übertragung zustande kommt [8]. Bild 20 zeigt die Wiedergabe der Rechteckwelle von Bild 7 am Ende der Kabelstrecke, die das Berliner Studio in Tempelhof mit dem Richtfunk-Sender in Nikolassee verbindet. Wir haben auch hier ein kräftiges Überschwingen, aber sonst eine nahezu formgetreue Wiedergabe.

Fernseh-Weitverbindungen auf Kabeln gibt es in Deutschland noch nicht; z. Z. wird aber eine Versuchsstrecke errichtet.

Schrifttum

[1] R. I. Clayton, D. C. Espley, G. W. S. Griffith, I. M. C. Pinkham: The London-Birmingham Television Radio-Relay Link Proc. IEE Part I (1951) 98 S. 204—223.

[2] CCIR VIe Assemblée Plénière Genève 1951 Vol. I S. 176 (Anhang II zum Studienprogramm 32).

[3] J. Müller: Die Bestimmungen des Amplituden- und Phasenganges von linearen Übertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. FTZ 1951 Heft 5, S 211—220.

[4] J. Müller. Die Prüfung von Fernsehübertragungssystemen mit Hilfe von Rechteckwellen. Funk und Ton 6, 12 (Dez. 1952) S. 617—631.

[5] H. Behling, G. Brühl und E. Willwacher: Die Dezimeter-Richtfunkanlage Freda I Telefunken-Zeitung Han. 1953, S. 4—22.

[6] A. V. Bedford, G. L. Fredendall: Analysis and Evaluation of the Transient Response of Television Apparatus. Proc. IRE Oktober 1942.

[7] W. Scholz: Richtfunkverbindungen auf UKW für den Fernseh-Programmaustausch mit Berlin. FTZ 1952, Heft 12.

[8] R. Hoffmann: Die Anschlußkabelverbindungen. FTZ 1953, Heft 6, S. 272—275.

Aussprache

Herr W. Stepp, Hamburg: Welche Eigenschaften besitzt die Richtverbindung im Frequenzbereich über 5 MHz? Was geschieht mit der vom Fernseh-Studio im Bereich 5 MHz $\leqq f \leqq$ 7 MHz der Richtverbindung angelieferten Energie? Welchen Einfluß hat sie auf die Bildgüte?

Vortragender: Das Übertragungsmaß der dm-Strecke sinkt von 5 MHz bis 10 MHz stetig ab (von etwa 0,95 bis auf 0,45). Die Studio-Einrichtungen übertragen meist breitere Frequenzbänder. Schwierigkeiten durch die Verschiedenheit der Kanalbreiten sind bisher nicht beobachtet worden, vermutlich deshalb, weil im Frequenzspektrum der Bildströme die Amplituden oberhalb 5 MHz rasch absinken. Bei den geplanten Fernkabelverbindungen verlangt aber die Industrie besondere Maßnahmen, die verhindern, daß Harmonische mit mehr als 5 MHz in merklicher Größe auf die Strecke gegeben werden.

Herr H. Arnous, Berlin: UKW-Fernsehstrecken werden vornehmlich zur Überbrückung großer Entfernungen eingesetzt. Ihre Technik ist aus der Rundstrahltechnik hervorgegangen. Ihre Geräte sind daher auch für Rundstrahlzwecke verwendbar. Die erreichbare Qualität der UKW-Strecken ist also durch die Bandforderungen der Rundstrahltechnik eingeengt. Andererseits ist durch geringe Erweiterung des Restseitenbandes und durch entsprechende Phasenentzerrung die Realisierung einer aus mehreren Teilstrecken bestehenden Verbindung möglich. Die Kosten einer UKW-Verbindung sind vergleichsweise niedrig.

Einführender: Die Übertragungseigenschaften scheinen zwar nach den von Herrn Kirschstein vorgelegten Meßergebnissen bescheiden zu sein. Vielleicht ist der Grund, daß die Strecke trotzdem für den Betrieb zugelassen werden kann, darin zu suchen, daß diese Übertragungseigenschaften nur einmal vorkommen. Würde man eine Reihe von hintereinander geschalteten Richtverbindungsstrecken mit derartigen Übertragungseigenschaften zusammenschalten, so würden sich bald unmögliche Betriebseigenschaften der Gesamtstrecke ergeben. Hier liegt jedoch der Fall so, daß von Berlin nach den West-Zonen eine Richtverbindungsstrecke mit Dezimeterwellen aus Ausbreitungsgründen nicht gebaut werden kann und wir müssen dankbar sein, wenn die Ultrakurzwellen überhaupt eine Verbindung zwischen Berlin und den West-Zonen, zur Übertragung von Fernsehprogrammen, herzustellen gestatten, wobei wir dann bereit sind, eine einmalige Beeinträchtigung der Übertragungsgüte in Kauf zu nehmen.

Vortragender: Nach Messung der Firma Siemens & Halske beträgt das Übertragungsmaß der UKW-Strecke bei 3; 4 und 5 MHz: 1,5; 1,15 und 0,3.

Sonderdruck

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 8, AUGUST 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Statistische Untersuchungen an Kurzwellenübertragungswegen

(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt)

Von **J. Großkopf**

Mit 9 Bildern

DK 621.396.81

Unterlagen über die statistischen Parameter der Schwundvorgänge in den verschiedenen Wellenbereichen liegen bisher nur in sehr beschränktem Umfange vor. Die Ursache hierfür ist vor allem in dem Fehlen geeigneter Geräte für die unmittelbare Messung der statistischen Parameter zu suchen. In der vorliegenden Arbeit wird über die ersten Ergebnisse einer über längere Zeit laufenden statistischen Untersuchung berichtet, die an einigen in Darmstadt empfangenen Kurzwellensendern WWV mit Hilfe statistischer Zähleinrichtungen vorgenommen wird.

The amount of information available on the statistical parameters of fading in the various frequency ranges is rather limited, a fact which is accounted for by the lack of efficient devices for direct measurement of the statistical parameters. In this paper a report is given on the first results of a statistical investigation carried out over a long period on WWV Short Wave reception at Darmstadt using some newly developed statistical counting devices.

Les informations disponibles sur les paramètres statistiques de la fading dans les différentes bandes de fréquences sont assez limitées. Ce fait s'explique par le manque de dispositifs efficaces pour mesurer les paramètres statistiques directement. Le présent exposé contient un rapport sur les premiers résultats d'une enquête statistique effectuée à Darmstadt, pendant une période prolongée, sur des réceptions d'ondes courtes provenant de la station WWV, et cela à l'aide de dispositifs de comptage statistique nouvellement développées.

Für die Ermittlung der Erfolgswahrscheinlichkeit einer Kurzwellenfunkverbindung, d. h. derjenigen Wahrscheinlichkeit, mit der die Empfangsfeldstärke des Nutzsignals um ein bestimmtes Maß, den Störabstand, die Störfeldstärke übersteigt, ist die Kenntnis der statistischen Zeitverteilung der Nutz- und Störfeldstärke erforderlich. Für diese Aufgabe sind schnell arbeitende Meßverfahren und Geräte zur Bestimmung der Parameter der statistischen Verteilung der Feldstärkeamplituden entwickelt worden, die im Anhang zu dieser Arbeit näher beschrieben werden.

Diese Geräte messen die Verweilzeit der Feldstärkeamplitude in 10 Amplitudenkanälen, die den gesamten Schwankungsbereich der Amplitude überdecken. Man erhält auf diese Weise die Verteilung der Häufigkeit der verschiedenen Amplituden und kann aus der Verteilungskurve je nach ihrer Gestalt entsprechende statistische Parameter, wie z. B. den 50 %-Wert (Medianwert), den 10 %- oder 90 %-Wert oder die Streuung entnehmen. Zur Definition dieser Begriffe sind einige Bemerkungen über die beiden wichtigsten speziellen Verteilungsfunktionen nützlich, deren mathematische Formulierung von Lord *Rayleigh* und *Gauß* gegeben wurde.

Rayleigh gelangte für den Fall einer Interferenz zwischen sehr vielen Wellen nahezu gleicher Amplitude, aber beliebiger Phase zu einem Verteilungsgesetz, das als *Rayleigh*-Verteilung unter der Form

$$P(E) = e^{-0{,}693\,(E/E_m)^2} \qquad (1)$$

bekannt ist. $P(E)$ stellt dabei die Wahrscheinlichkeit dar, mit der das Niveau E der Amplitude überschritten wird.

Die sogenannte *Gaußsche* oder normale Verteilung, die durch das Zusammenwirken sehr vieler in statistischem Sinne bald in positiver, bald in negativer Richtung wirkender Einflüsse zustande kommt, ist durch das Gesetz

$$P(E) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_E^\infty e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-E_m}{\sigma}\right)^2} dx \qquad (2)$$

gegeben.

Die Variable E in dieser Verteilung kann entweder die statistische Variable unmittelbar repräsentieren — dann spricht man von einer linear-normalen Verteilung — oder aber eine Funktion der statistischen Variablen sein. Ist diese Funktion beispielsweise der Logarithmus, so spricht man von einer logarithmisch-normalen Verteilung. Die log-normale Verteilung ist erfahrungsgemäß eine der am häufigsten in der Natur vorkommenden Verteilungen und ist auch, wie die folgenden Messungen zeigen werden, die Verteilungsfunktion der Amplituden für Ausbreitungsvorgänge im Kurzwellengebiet.

Daß in diesem Falle die log-normale Verteilung und nicht die linear-normale Verteilung den Schwunderscheinungen am besten entspricht, ist darauf zurückzuführen, daß die prozentualen Schwankungen $\frac{dE}{E} = d \ln E$ der Feldstärke und nicht die Schwankungen dE der Feldstärke selbst den statistischen Schwankungen der die Ausbreitung beeinflussenden physikalischen Faktoren (Reflexions-Koeffizient, Dispersions-Koeffizient, Absorptions-Koeffizient u. a. m.) proportional sind.

In der Formel (1) für die *Rayleigh*-Verteilung bedeutet E_m den sogenannten Medianwert der Feldstärke E, d. h. den Wert, der in 50 % der Beobachtungszeit überschritten wird. Er ist der einzige freie Parameter in der *Rayleigh*-Verteilung. In der Formel (2) für die *Gauß*-Verteilung bedeutet E_m wiederum den Medianwert der statistischen Variablen E und der zweite Parameter σ die sogenannte Streuung. Wird die statistische Variable nicht linear, sondern logarithmisch gewertet, also beispielsweise die Feldstärke E in db über 1 µV/m gemessen ($F = 20 \log E$), so stellt die Formel (2) in der Form

$$P(F) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{F\,=\,20\,\lg E}^\infty e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-F_m}{\sigma}\right)^2} dx \qquad (3)$$

die log-normale Verteilung dar, mit der man es im folgenden fast ausschließlich zu tun haben wird. $P(F)$ bedeutet wieder die Wahrscheinlichkeit des Überschreitens des Niveaus F.

Die *Gauß*sche Verteilung ist tabellarisch gegeben. Für $\frac{x - F_m}{\sigma} = 1$ nimmt die Funktion (3) die Werte 0,16 bzw. 0,84 an. Die Streuung $\sigma = F - F_m$ liefert also diejenige Differenz zwischen Variabler F und zugehörigem Medianwert F_m, innerhalb welcher $^1/_2 (84 - 16) = 34\,\%$ aller Beobachtungswerte liegen. Es ist im Schrifttum allerdings gebräuchlich, an Stelle dieses Streuungsmaßes ein anderes Streuungsmaß zu verwenden, welches durch die Differenz zwischen dem 10 %- bzw. 90 %-Wert der log. gemessenen Feldstärke F einerseits und dem Medianwert F_m andererseits gegeben ist. Diese im folgenden als 10 %-Streuung bezeichnete Streuung σ ist das 1,28fache der durch die *Gauß*sche Verteilung definierten Streuung.

In Bild 1 sind die besprochenen drei speziellen Verteilungskurven im Wahrscheinlichkeits-db-Netz (Abszisse nach den Feldstärken in db, Ordinate nach dem *Gauß*schen Integral

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_t^\infty e^{-1/2 t'^2} dt'$$

geteilt) eingetragen. Die log-normale Verteilung wird als Folge der speziellen Wahl des Koordinatensystems natürlich durch eine gerade Linie wiedergegeben. Die Streuung σ und die Medianwerte F_m bzw. E_m wurden für die log-normale und linear-normale Verteilung so gewählt, daß die Medianwerte und 95 %-Werte aller drei Verteilungskurven übereinstimmen.

Ergebnis der Messungen

An Kurzwellenbeobachtungen liegen bisher die Ergebnisse einer Meßperiode von drei Sonnenumläufen vor, und zwar den Umläufen 1630, 1631 und 1632 vom 6. August bis 29. September 1952. Die Zeitaufteilung nach Sonnenumläufen wurde gewählt, um später den Nachweis von Korrelationen zu erleichtern, deren Periodizität mutmaßlich durch die Sonnenumläufe gegeben ist. Empfangen wurde der Sender WWV in Darmstadt auf 10, 15 und 20 MHz über eine für 16 MHz ausgelegte Rhombusantenne. Die Elementarperiode für die Aufnahme einer individuellen Verteilung wurde zu 30 Minuten gewählt. Längere Meßperioden sind unzweckmäßig, da die Gefahr besteht, daß systematische Feldstärkeänderungen (täglicher Gang) den statistischen Vorgang fälschen; kürzere Perioden sind ebenfalls zu verwerfen, da eine Statistik an eine Mindestbeobachtungszeit gebunden ist. Eine Zusammenstellung typischer Verteilungskurven zeigt das Bild 2. Als Abszisse ist hier jeweils die Empfängereingangsspannung F in db über 1 µV, als Ordinate die Wahrscheinlichkeitsskala für die *Gauß*sche Verteilung aufgetragen. (Die Eingangsspannung trat an 60 Ohm Empfängereingangsimpedanz auf.) Man erkennt aus Bild 2,

1. daß die Amplitudenverteilung der logarithmisch gewerteten Feldstärke F in der Mehrzahl der Fälle durch eine gerade Linie im genannten Koordinatensystem wiedergegeben wird. Die logarithmisch (in db) gemessene Feldstärke, nicht die Feldstärke selbst, ist normal verteilt;
2. daß die Streuung in erster Näherung unabhängig von Tageszeit und Empfangstag ist.

Eine andere Darstellung des Charakters der gemessenen Verteilungsfunktion ist in Bild 1 enthalten. In diesem Bilde, das im Wahrscheinlichkeits-db-Netz den Verlauf der drei theoretischen Verteilungskurven (*Rayleigh*, linear-normal und log-normal) enthält, kennzeichnet das schraffierte Gebiet zwischen den beiden durch den Medianwert laufenden Geraden dasjenige Gebiet, in dem sich 80 % aller gemessenen Verteilungskurven befinden. Man erkennt aus dieser Darstellung, daß die beobachteten Amplituden-Verteilungen am besten einer log-normalen Verteilung mit einer 10 %-Streuung von 7 db entsprechen. Die Abweichung von der festliegenden *Rayleigh*-Verteilung ist sehr groß, und auch die linear-normale Verteilung kann durch

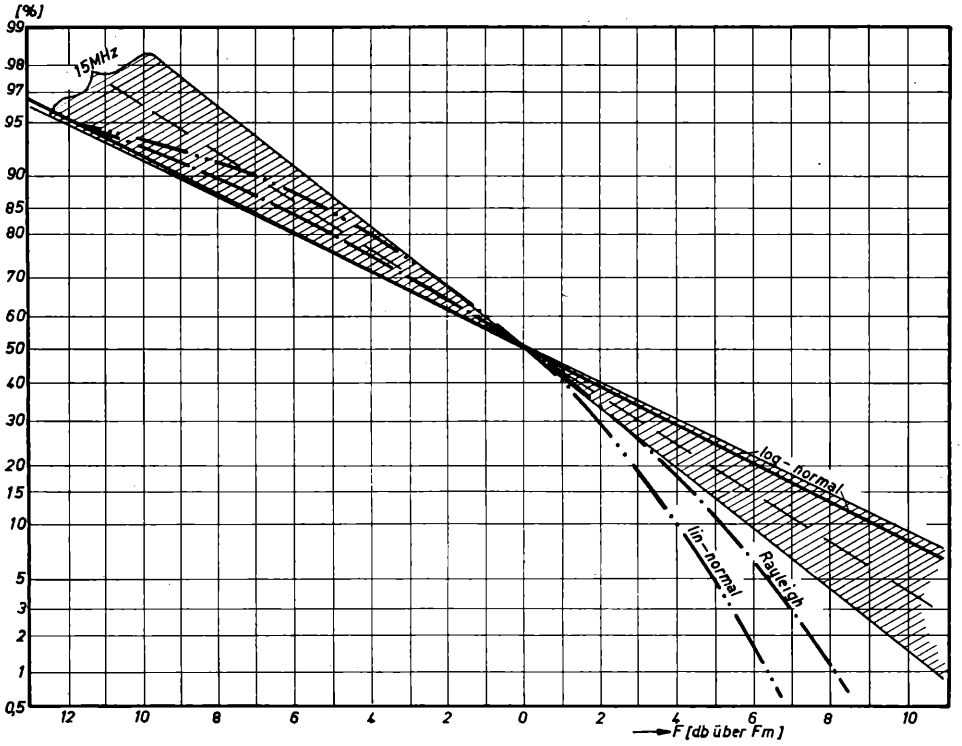


Bild 1. Spezielle Verteilungskurven

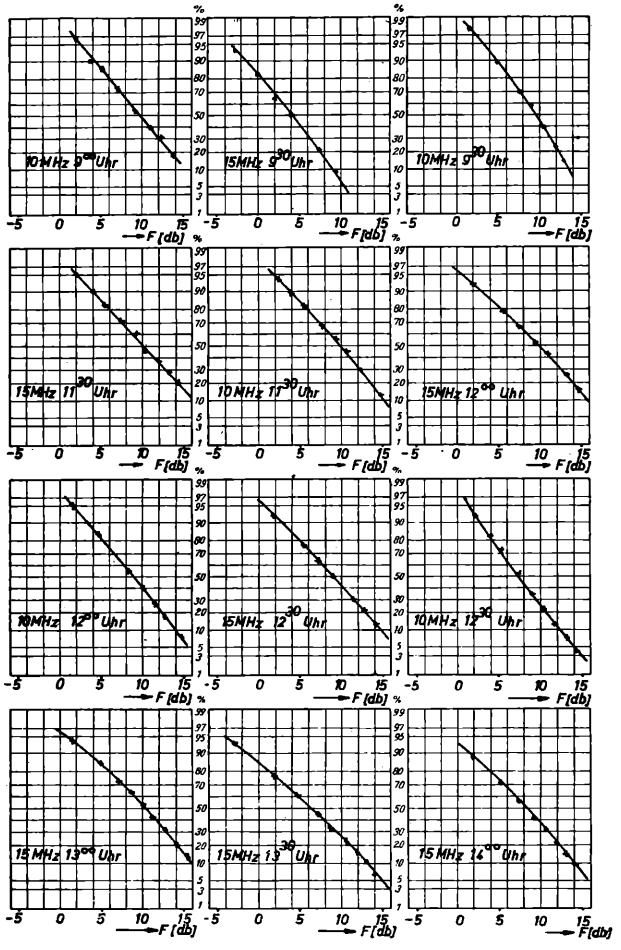


Bild 2. Amplitudenverteilung der Kurzwellensender WWV auf 10 und 15 MHz vom 13. 8. 1952

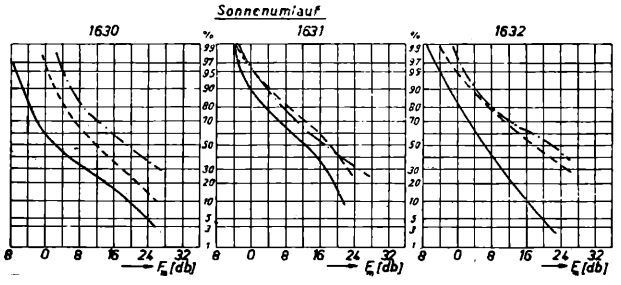


Bild 3. Verteilung der Medianwerte F_m während der Sonnenumläufe 1630, 1631 und 1632
10 MHz, 15 MHz, 20 MHz

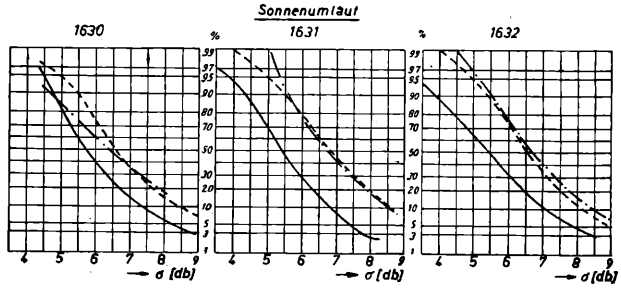


Bild 4. Verteilung der halbstündigen Streuungen σ während der Sonnenumläufe 1630, 1631 und 1632
10 MHz, 15 MHz, 20 MHz

Wahl des Streu-Parameters σ nur in einem sehr beschränkten Amplitudenbereich mit dem gemessenen Verteilungsverlauf in Übereinstimmung gebracht werden.

Verteilungskurven von der Art des Bildes 2 sind nun während der genannten drei Sonnenumläufe an fünf Tagen in jeder Woche zwischen 9 Uhr morgens und 16.30 Uhr nachmittags in etwa einstündigen Abständen aufgenommen worden. Diesen Verteilungskurven, die praktisch alle einen log-normalen Charakter zeigten, wurden die beiden statistischen Parameter, die Medianwerte F_m und die Streuung σ entnommen. Darauf wurden die Medianwerte über einen ganzen Sonnenumlauf zu einer neuen Verteilung zusammengestellt. Das gleiche geschah mit den Streuungen σ. Das Ergebnis zeigen die Bilder 3 und 4. Die erhaltenen Verteilungen für die Medianwerte und die Streuung zeigen zum Teil gewisse Abweichungen von der log-normalen Verteilung, auf deren Ursachen weiter unten eingegangen wird. Immerhin kann man auch diesen Verteilungskurven recht wohl definierte Medianwerte und Streuungen entnehmen. Dabei erhält man den Gesamtmedianwert F_M der Medianwerte F_m, eine Streuung σ_F der Medianwerte F_m, einen Gesamtmedianwert σ_M der Streuungen σ, sowie eine Streuung σ_σ der Streuungen σ. Alle diese Parameter wurden für jeweils einen Sonnenumlauf ermittelt. Man erkennt nun aus den Bildern 3 und 4, daß der Gesamtmedianwert F_M sich von Sonnenumlauf zu Sonnenumlauf nur relativ wenig ändert und daß die Streuung σ_F der Medianwerte relativ konstant ist. Dasselbe gilt für die Streuungen, wobei noch zu beachten ist, daß die Streuung σ_σ der Streuungen relativ klein ist und daß daher eine mittlere konstante Streuung für alle Frequenzen und alle Umläufe von etwa 6 bis 7 db recht gut definiert ist.

Die Tafel I gibt eine Übersicht über die beobachteten statistischen Parameter für die drei Sonnenumläufe 1630, 1631 und 1632.

Tafel 1

Frequenz MHz	Nummer des Sonnenumlaufs	Medianwert F_M der stündl. Medianwerte F_m über einen Sonnenumlauf in db	Streuung σ_F der stündl. Medianwerte F_m über einen Sonnenumlauf in db	Medianwert der stündl. Streuung über einen Sonnenumlauf in db	Streuung σ_σ der stündl. Streuung σ über einen Sonnenumlauf in db
10	1630	2	13	5,7	1,3
	1631	13	11	5,5	1,2
	1632	6	9	5,5	1,5
15	1630	12	12	6,6	1,5
	1631	18	11	6,8	1,6
	1632	18	16	6,6	1,4
20	1630	18	15	6,3	2,0
	1631	16	16	6,7	1,4
	1632	22	15	6,7	1,4

Das verwendete Häufigkeits-Registriergerät erlaubte, neben der Amplitudenverteilung noch die Zahl der Amplitudendurchgänge durch ein gewähltes Amplituden-Niveau zu zählen (s. Anhang) und damit ein Maß für die Schnelligkeit des Schwundes zu geben. In Bild 5 sind die Verteilungskurven für die Zahl der Durchgänge pro Minute für die drei untersuchten Frequenzen dargestellt. Gezählt wurden die Durchgänge durch dasjenige Niveau, das etwa dem Feldstärkewert entspricht, der während 90 % der Beobachtungszeit überschritten wird. Man sieht, daß wieder eine nahezu normale Verteilung erhalten wird, wenn nicht die Durchgänge selbst, sondern deren Logarithmen als

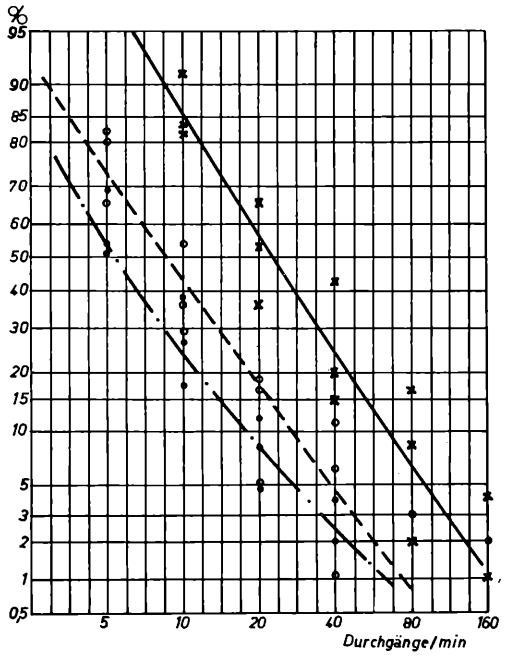


Bild 5. Verteilung der Durchgänge pro Minute
——— 10 MHz, — — 15 MHz, —·— 20 MHz

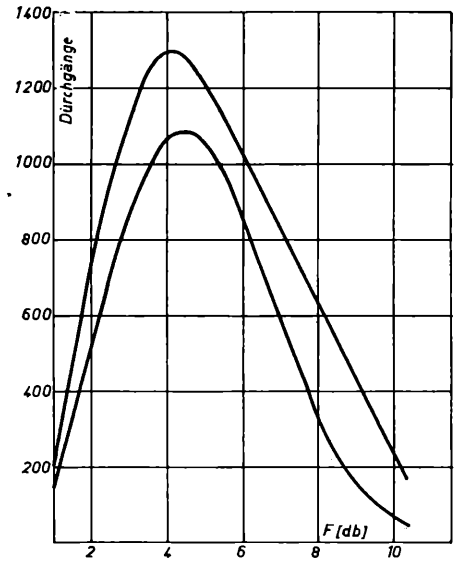


Bild 6. Verteilung der Durchgänge in Abhängigkeit von der Amplitude

Abszisse aufgetragen werden. Auch hier hat man es also mit einer log-normalen Verteilung der Meßgröße zu tun. Bild 6 zeigt noch die Verteilung der Durchgangszahlen über die verschiedenen Amplituden-Kanäle. Diese Verteilung wurde mit einem besonders entwickelten Häufigkeitsmeßgerät aufgenommen, über das an anderer Stelle berichtet wird. Die Verteilungen des Bildes 6 zeigen, daß die maximalen Durchgangszahlen etwa in der Mitte des Amplitudenintervalls angenommen werden. Tafel 2 gibt eine Zusammenstellung der Medianwerte und der 10 %-Streuungen der Durchgänge für die drei verschiedenen Frequenzen.

Tafel 2

Frequenz MHz	Medianwert (Durchgänge/min)	10 %-Streuung in db bezogen auf Medianwert
10	23	8,8
15	9	9,7
20	4,7	8,9

Bei der Zusammenfassung der Medianwerte F_m und der Streuungen über einen ganzen Sonnenumlauf blieb bisher der tageszeitliche Gang der Feldstärke unberücksichtigt. In Bild 7 sind daher in Abhängigkeit von der Tageszeit der Verlauf des Medianwertes und die Zahl der Beobachtungen in % der gesamten Beobachtungsdauer aufgetragen. (Die Beobachtungszeit während eines Tages wurde in die fünf Intervalle 09.00 bis 10.30; 10.30 bis 12.00; 12.00 bis 13.30; 13.30 bis 15.00 und 15.00 bis 16.30 Uhr aufgeteilt.) Die Kurven gelten für den Sonnenumlauf 1632. Man erkennt, wie sich die günstigsten Betriebszeiten mit der Frequenz verschieben und wie gleichzeitig der Medianwert der Feldstärke mit der Brauchbarkeit der Welle steigt.
Es wurde oben bereits auf gewisse Abweichungen der Verteilungskurven für die Medianwerte F_m von der

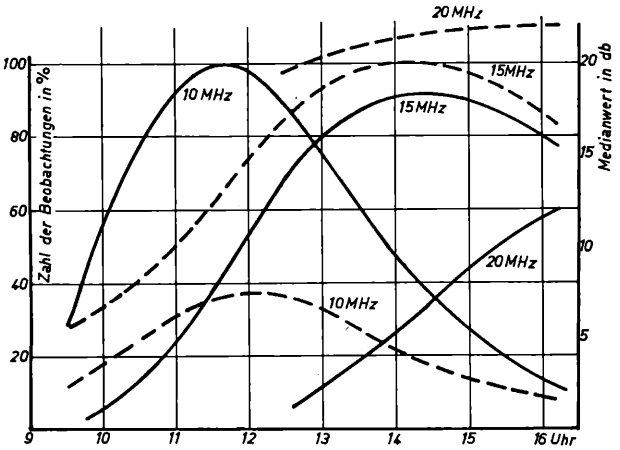


Bild 7. Abhängigkeit des Medianwertes (— — —) und der Übertragungswahrscheinlichkeit (——) von der Tageszeit

genauen log-normalen Verteilung hingewiesen (Bild 3). Die Verteilungskurven zeigen im allgemeinen einen S-förmigen Charakter mit einem schwächer geneigten mittleren Abschnitt. Das bedeutet für die Amplitude der Feldstärke, daß ein gewisser mittlerer Amplitudenbereich von der Amplitude weniger häufig angenommen wird. Man kann zeigen, daß diese Form der Verteilungskurven durch das Zusammenwirken zweier Teilkollektive mit verschiedenen Medianwerten und Streuparametern in einem Gesamtkollektiv erklärt werden kann. Derartige Teilkollektive können bei Ausbreitungsvorgängen durch zwei verschiedene Ausbreitungstypen gegeben sein, beispielsweise durch die normale Ausbreitung über die ionosphärischen Schichten sowie die Ausbreitung durch ionosphärische Streuung.
Es ist verhältnismäßig leicht möglich, aus den gemessenen Kurveneigenschaften des Gesamtkollektivs auf die Parameter F_{m_1}, F_{m_2}, σ_1 und σ_2 der Teilkollektive zu schließen.
In Bild 8 stellen die Geraden t_{p_1} und t_{p_2} die log-normalen Verteilungen der Teilkollektive dar. Jeder Punkt dieser Geraden liefert wieder die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Wert F der Feldstärke in p (F) % der Zeit überschritten wird. Das Kollektiv 1 umfasse n_1, das Kollektiv 2 n_2 Einzelbeobachtungen. Dann ist leicht einzusehen, daß in dem zusammengesetzten Kollektiv mit $n_1 + n_2$ Einzelbeobachtungen die Wahrscheinlichkeit für das Überschreiten eines Niveaus F durch

$$p = a_1 p_1 + a_2 p_2 \qquad (4)$$

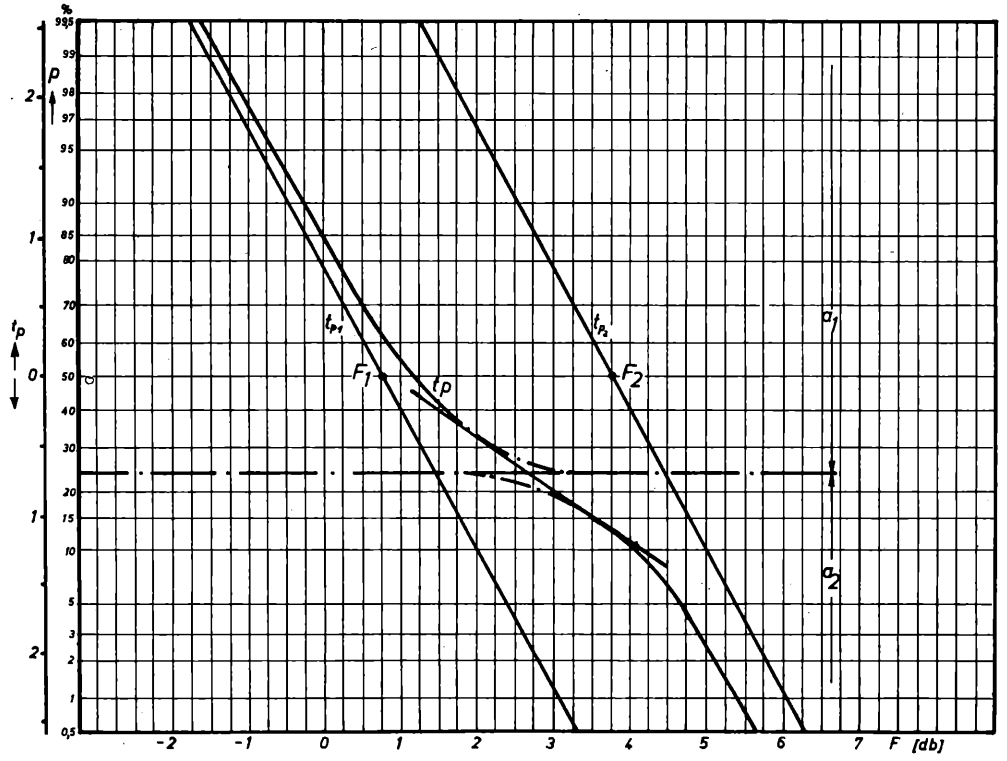


Bild 8. Zusammensetzung einer Verteilung aus zwei Einzelverteilungen

gegeben ist, wobei $a_1 = \frac{n_1}{n_1 + n_2}$ und $a_2 = \frac{n_2}{n_1 + n_2}$ die prozentualen Beteiligungen der Teilkollektive am Gesamtkollektiv bedeuten. Die nach diesem Gesetz gebildete Verteilungskurve des Gesamtkollektivs ist in Bild 8 für $a_1 = 0{,}75$ und $a_2 = 0{,}25$ eingetragen worden. Umgekehrt soll nun versucht werden, aus dem Verlauf dieser Verteilungskurve für das Gesamtkollektiv die Parameter für die log-normalen Verteilungen der Teilkollektive abzuleiten.

Es ist die Abszisse in Bild 8 nach logarithmisch gemessenen Feldstärken F geteilt, die Ordinate nach dem *Gauß*schen Integral t_p, wobei t_p durch die Funktion

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-1/2 t'^2}\, dt' \tag{5}$$

definiert ist. Damit ist

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-1/2 t_p^2} \quad \text{und} \quad \frac{dt}{dp} = -\sqrt{2\pi} \cdot e^{1/2 t_p^2}. \tag{6}$$

Da weiter die Verteilungen der Teilkollektive log-normal angenommen wurden, ist

$$\begin{aligned} \frac{dt_{p_1}}{dF} &= \left(\frac{dt}{dp}\right)_1 \cdot \frac{dp_1}{dF} = S_1 \\ \frac{dt_{p_2}}{dF} &= \left(\frac{dt}{dp}\right)_2 \cdot \frac{dp_2}{dF} = S_2, \end{aligned} \tag{7}$$

wobei S_1 und S_2 die konstanten Steilheiten der Teilkollektivverteilungen im t_p—F-Koordinatensystem bedeuten.

Damit wird nun die Steilheit für das Gesamtkollektiv

$$\frac{dt_p}{dF} = \frac{dt}{dp} \cdot \frac{dp}{dF} = \frac{dt}{dp}\left[a_1 \cdot \frac{S_1}{(dt/dp)_1} + a_2 \cdot \frac{S_2}{(dt/dp)_2}\right] \tag{8}$$

oder mit Gl. (6)

$$\frac{dt_p}{dF} = a_1 \cdot S_1 \cdot e^{1/2 (t_p^2 - t_{p_1}^2)} + a_2 \cdot S_2 \cdot e^{1/2 (t_p^2 - t_{p_2}^2)}. \tag{9}$$

Für große p kann in diesem Ausdruck der zweite Summand vernachlässigt werden, weil $t_{p_2}^2 \gg t_p^2$. Für kleine p ist der erste Summand klein, weil $t_{p_1}^2 \gg t_p^2$. Für sehr große und sehr kleine p nähert sich, wie man leicht nachweist, die Gesamtverteilung t_p asymptotisch den Verteilungen der beiden Teilkollektive, so daß auch die entsprechenden Tangenten an den Grenzen des p-Bereiches identisch werden. Damit erhält man die Bedingungen

$$\begin{aligned} \frac{dt_p}{dF} &= a_1 \cdot S_1 \cdot e^{1/2 (t_p^2 - t_{p_1}^2)} = \frac{dt_{p_1}}{dF} = S_1 \text{ für große } p, \\ \frac{dt_p}{dF} &= a_2 \cdot S_2 \cdot e^{1/2 (t_p^2 - t_{p_2}^2)} = \frac{dt_{p_2}}{dF} = S_2 \text{ für kleine } p. \end{aligned} \tag{10}$$

Da ferner $t_p^2 - t_{p_1}^2 = \sim 2\, t_p \cdot \Delta\, t_{p_1}$ und $t_p^2 - t_{p_2}^2 = 2\, t_p \cdot \Delta\, t_{p_2}$, folgen die beiden Gleichungen

$$\Delta\, t_{p_1} = -\frac{1}{t_p} \cdot \ln a_1 \quad \text{und} \quad \Delta t_{p_2} = -\frac{1}{t_p} \cdot \ln a_2. \tag{11}$$

Andererseits ist für sehr große p in asymptotischer Näherung

$$p = \sim a_1\, p_1 + a_2 \tag{12}$$

und für sehr kleine p ebenso

$$p = \sim a_2\, p_2. \tag{13}$$

Beide Näherungsverteilungen $p = a_1\, p_1 + a_2$ bzw. $p = a_2\, p_2$ gehen für kleine bzw. große p bzw. Feldstärken F in die Parallele $p = a_2$ für Abszissenachse über. Diese Parallele $p = a_2$ schneidet die Verteilungskurve t_p des Gesamtkollektivs etwa im Wendepunkt.

In Bild 8 sind beide Näherungsverteilungen gestrichelt eingetragen. Man erkennt, daß man aus diesen beiden Näherungsdarstellungen des Gesamtkollektivs die resultierende Verteilung des Gesamtkollektivs erhält, wenn man die Näherungsverteilungen durch eine glatte Linie verbindet. Es besteht zwischen den Parametern p_1, p_2, a_1 und a_2 im Wendepunkte die Beziehung

$$\begin{aligned} a_2 &= a_1 \cdot p_1 + a_2 \cdot p_2 \quad \text{oder} \\ a_1 \cdot p_1 &= a_2\,(1 - p_2). \end{aligned} \tag{14}$$

Mit Hilfe der Ausdrücke (11) bis (14) läßt sich nun die Zerlegung der S-förmigen Verteilung für das Gesamtkollektiv in zwei Teilkollektive mit log-normalen Verteilungen nach folgendem Schema durchführen.

1. Ermittlung der Steilheiten $\frac{d\,t_{p_1}}{dF} = S_1$ und $\frac{d\,t_{p_2}}{dF} = S_2$ der vorliegenden Verteilung für sehr große und für sehr kleine p, womit dann auch die Steilheiten S_1 und S_2 der Teilkollektive
$$t_{p_1} = S_1\,(F - F_1) \text{ und } t_{p_2} = S_2\,(F - F_2)$$
gegeben sind.
2. Die Ermittlung der prozentualen Beteiligungen a_2 und a_1 aus der Wendepunktslage der vorliegenden Verteilung im $t_p - F$-Koordinatensystem (Bild 9).
3. Ermittlung von $\Delta\, t_{p_1}$ und $\Delta\, t_{p_2}$ und damit von F_1 und F_2 aus
$$\Delta\, t_{p_{1,2}} = -\frac{1}{t_{p_{1,2}}} \cdot \ln a_{1,2}.$$

Nach diesem Verfahren können F_m-Verteilungen nach Art der in Bild 3 dargestellten analysiert werden. Man erhält Teilkollektive mit geringerer Streuung, als sie das Gesamtkollektiv aufweist, und mit Medianwerten, die um einige 10 bis 20 db voneinander verschieden sind.
Weitergehende Schlüsse lassen sich aus derartigen Analysen erst ziehen, wenn umfangreicheres Beobachtungsmaterial vorliegt.

Zusammenfassung

Die statistische Verteilung der Amplituden wird im Kurzwellenbereich am besten durch eine logarithmisch-normale Verteilung dargestellt und ist durch zwei Paare von je zwei Parametern bestimmt, den stündlichen Medianwert F_m und die stündliche Streuung σ der Augenblickswerte sowie den monatlichen Medianwert F_M, der stündlichen Medianwerte F_m und die monatliche Streuung σ_{F_m} der Medianwerte. Die stündliche Streuung beträgt etwa 7,0 db, die monatliche Streuung der Medianwerte etwa 14 db. Die stündliche Streuung ist recht gut definiert. Sie zeigt unabhängig von der Tageszeit und vom Empfangsort ihrerseits eine verhältnismäßig geringe Streuung von 1 bis 1,5 db. Wieweit auch die monatliche Streuung der Medianwerte σ_{F_m} als Konstante betrachtet werden kann, ist erst nach längeren Meßreihen zu entscheiden. Die jahreszeitlichen Schwankungen der monatlichen Mittelwerte F_M lassen keine statistische Behandlung mehr zu. Hier werden die systematischen Änderungen maßgebend sein.

Anhang

Beschreibung des bei den Messungen verwendeten Häufigkeitszählers

Das Schaltbild des Häufigkeitszählers zeigt Bild 9. Ein mit der Feldstärke veränderlicher Gleichstrom, der beispielsweise von der Regelspannung des Empfängers abgeleitet wird, liegt an einem Drehspulwerk (Endausschlag 5 mA an 600 Ohm). Der Zeiger des Drehspulmeßwerkes bewegt sich als Schleifkontakt über einer zehnteiligen Kontaktplatte, an deren Segmente zehn 8-µF-Kondensatoren angeschlossen sind. Über den Zeigerkontakt wird der zugehörige Kondensator mit Impulsen von 220 Volt Amplitude, einigen µsec Impulsbreite und 50 Hz Impulsfolgefrequenz aufgeladen. (Die Ladeströme sind sehr klein — einige µA —, die Ladewiderstände sehr hoch, so daß Kontaktschwierigkeiten von vornherein vermieden werden. Um andererseits die Ladeströme nicht unter einen Betrag sinken zu

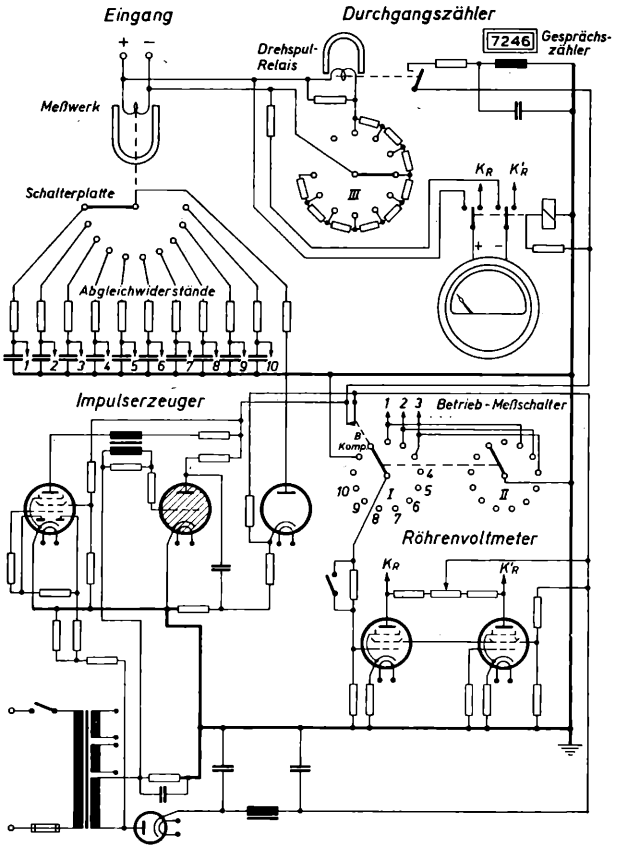


Bild 9. Schaltbild des Häufigkeitszählers

lassen — 10^{-8} bis 10^{-9} Ampere —, der zu Isolationsschwierigkeiten geführt hätte, wurde die Impulsaufteilung gewählt.) Um eine Entladung der Kondensatoren während der Impulspausen zu verhindern, ist in die Ladeleitung ein Ventil geschaltet.
Nach Ablauf der Meßperiode (1/2 Stunde) wird die Ladung der Kondensatoren mit einem Röhrenvoltmeter abgetastet. Gleichzeitig werden die gemessenen Kondensatoren entladen, um das Gerät für die nächste Meßperiode meßbereit zu machen. Abgetastet werden die Kondensatoren entweder von Hand oder automatisch über eine Schaltuhr, die alle 1/2 Stunde ein Schrittschaltwerk betätigt, welches die Funktion der Abtastung übernimmt. Die Ladespannungen der Kondensatoren werden in diesem Falle auf einem gleichfalls automatisch geschalteten Stromschreiber aufgezeichnet.
Das Gerät enthält ferner ein empfindliches Drehspulrelais (15 µA Ansprechempfindlichkeit), über das ein Schrittschaltwerk (Gesprächszähler) wahlweise an eines der 10 Kontaktsegmente angeschlossen werden kann. Über- oder unterschreitet der Meßstrom das Amplitudenniveau dieses Segmentes, so wird das Zählwerk um eine Ziffer weitergeschaltet. Es zählt also die Anzahl der Feldstärkedurchgänge durch dieses Niveau und gibt damit ein Maß für die Schwundfrequenz.

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Fortschritte der Funk-Entstörung

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost

Von **Werner Scholz**, Darmstadt

Mit 2 Bildern

DK 621.396.82

In Heft 9 des Jahrgangs 1 vom Dezember 1948 der FTZ berichteten wir über „Neue Aufgaben der Funk-Entstörung", deren Lösung im Hinblick auf die weitere Entwicklung der Funkdienste, insbesondere im Ultrakurzwellenbereich, erstrebenswert schien. Im nachstehenden Aufsatz werden die seitdem erzielten Fortschritte geschildert und neu gewonnene Erkenntnisse erläutert.

In the FTZ, Vol. I, No. 3, December, 1948, a report was given on "Neue Aufgaben der Funk-Entstörung" (New Tasks arising with regard to Radio Interference Suppression). A solution of these tasks seemed to be worth-while in view of the future development of radio services particularly in the ultra-short-wave range. The following article gives a survey of the progress made in the meantime and outlines the information gained recently.

Rappelant un rapport intitulé «Nouvelles tâches dans le domaine du déparasitage radioélectrique» et publié dans le numéro de décembre 1948 (Tome 1, nº 1) de la même revue, tâches dont la solution avait sembler nécessaire en considération du développement continuel des services radioélectriques, en particulier en ce qui concerne le domaine des ondes ultra-courtes, l'auteur donne ici un aperçu des progrès réalisés jusqu'à ce jour et discute les connaissances récentes sur le sujet.

Die Entwicklung der Ultrakurzwellen-Funkdienste ist in den vergangenen fünf Jahren nicht nur schneller verlaufen, als vorher angenommen wurde, sondern hat sie auch durch die Einführung z. B. der Rangierfunkdienste bei der Bundesbahn und bei Industrieunternehmen und des Sprechfunks für Montagetrupps bei Elektrizitätsversorgungsbetrieben noch näher an störende elektrische Anlagen herangebracht. Aber auch die Entwicklung der Starkstromgeräte und -anlagen ohne und mit absichtlicher Hochfrequenzerzeugung hat teilweise neue Wege gesucht und damit nicht vorhergesehene Probleme der Funk-Entstörung geschaffen. Da der Fortschritt der Funk-Entstörungstechnik wie überall von dem ihrer Meßtechnik abhängt, wurde mit Erfolg versucht, rechtzeitig die vorhandenen Funkstörungsmeßgeräte zu modernisieren und neue für den Ultrakurzwellenbereich zu schaffen. Die Funkstörungsmeßtechnik schafft schließlich auch die Voraussetzungen für die praktische Funk-Entstörung in Form von Meßnormen und Grenzwerten als Vereinbarung zwischen den Partnern der Funk-Entstörung. Hierauf soll am Schluß der Ausführungen eingegangen werden, nachdem zuvor die Meßtechnik und die Störquellen behandelt worden sind.

1. Funkstörungs-Meßtechnik

Während sich die Wirksamkeit von Funk-Entstörungsmaßnahmen im Lang- und Mittelwellenbereich durch Störspannungsmessungen an den Anschlußklemmen der Störquelle überprüfen läßt, reicht diese Spannungsmessung im Kurz- und besonders im Ultrakurzwellenbereich oberhalb 30 MHz allein nicht mehr aus, wenn in diesen Frequenzbereichen die metallischen Gehäuse der Störquellen selbst die Störenergie abstrahlen. Das bisherige Verfahren, die Störstrahlung durch eine Messung der Störweite zu bestimmen, genügte den neueren Anforderungen an Genauigkeit und Handlichkeit nicht und wurde daher durch Verfahren ersetzt, nach denen die Feldstärke der Störstrahlung in bestimmter, fester Entfernung von der Störquelle ermittelt wird. Die Meßanordnung hierzu besteht aus

a) einem abstimmbaren Meßdipol, der in alle Polarisationsrichtungen gedreht werden kann,
b) einem Meßempfänger mit regelbarem Verstärkungsgrad und in Relativwerten geeichtem Anzeigeinstrument für die Eingangsspannung,
c) einem Meßoszillographen und
d) einem Eichspannungs-Hochfrequenzgenerator.

Die Anordnung *) umfaßt einen Meßfrequenzbereich von im Mittel 10 ... 100 000 Mikrovolt/m Feldstärke und einen niederfrequenten Durchlaßbereich von 50 Hz bis 100 Hz und gestattet, nicht nur die Feldstärke von diskreten Frequenzen mit Instrumentenanzeige, sondern auch von Impulsspitzen mit Oszillographenanzeige zu messen. Bei Impulsmessungen wird die Meßgenauigkeit dadurch gesteigert, daß auf dem Schirm der Braunschen Röhre neben dem zu messenden Störimpuls, von diesem synchronisiert, gleichzeitig der Vergleichs-Meßimpuls abgebildet wird. Auf die Messung auch der Impulsspitzen der Störspannungen, und zwar unabhängig von ihrer sekundlichen Folgefrequenz („unbewertet"), wurde besonderer Wert gelegt, weil im Ultrakurzwellenbereich auch amplitudenmodulierte Breitbandfunkdienste (z. B. Fernsehbild und PPM) untergebracht sind, bei denen sich Impulsstörer anders auswirken, als bei Funkdiensten mit Schmalband-Sprachmodulation.

Im Frequenzbereich unterhalb 30 MHz stand seit etwa 15 Jahren das Störspannungsmeßgerät STMG 1869 mit einem Meßbereich von 105 db und einem Meßfrequenzbereich von 150 kHz bis 20 MHz zur Verfügung, welches bei einer Durchlaßbreite von 9 kHz Impulsstörungen nach ihrer sekundlichen Häufigkeit bewertet anzeigte. Da sich die Frequenz 30 MHz als Grenzwert zwischen Kurz- und Ultrakurzwellenbereich immer mehr eingeführt hatte und die Lücke zwischen 20 und 30 MHz geschlossen werden mußte, lag es nahe, das bisher benutzte Gerät STMG 1869 durch ein neues mit bis zu 30 MHz erweitertem Frequenzbereich zu ersetzen. Bei dem neu entwickelten Störspannungsmeßgerät STMG 3800 wurden selbstverständlich die international eingeführten und bewährten Meßnormen für Durchlaßbandbreite und Impulsbewertung beibehalten, im übrigen wurde es jedoch den neuesten technischen Anforderungen an Weitabselektion, Störstrahlungsfestigkeit, Meßbereich u. a. weitgehend angepaßt und durch geeichte Rahmenantennen auch für Störfeldstärkemessungen nutzbar gemacht.

*) Eine ausführliche Beschreibung hat *H. Leingang* in den Rohde & Schwarz-Mitteilungen, Nr. 3, Mai 1953, S. 120—125, gegeben.

Mit diesen beiden hochwertigen, in Bild 1 dargestellten Meßanordnungen sind alle Funkstörungsmessungen von 150 kHz durchgehend bis 328 MHz vornehmlich in Prüfstellen und im Laboratorium ausführbar. Daneben

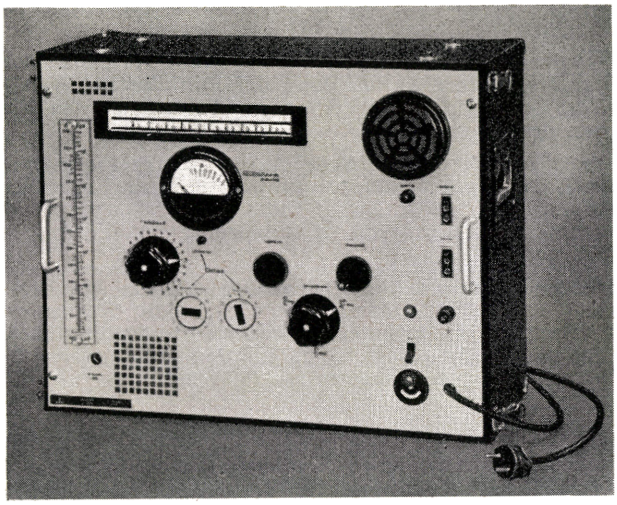


Bild 1a.

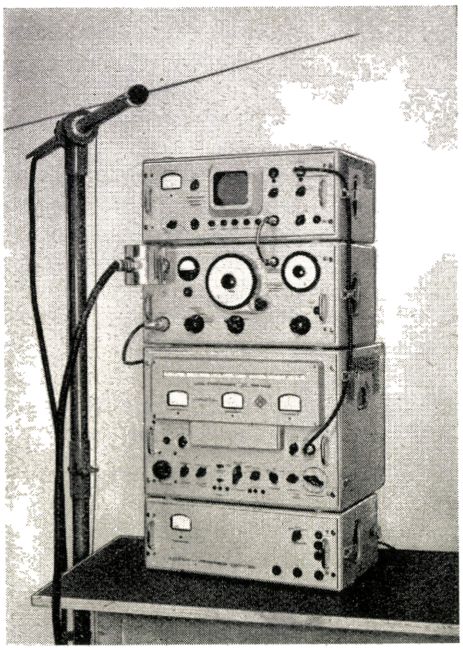


Bild 1b.

Bild 1. Funkstörungsmeßgeräte.

a) für den Frequenzbereich 150 kHz . . . 30 MHz (Werkfoto der Herstellerfirma Siemens & Halske)
b) für den Frequenzbereich 30 . . . 328 MHz (Werkfoto der Herstellerfirma Rohde & Schwarz)

wurden für den Außendienst und die Prüfung von Störquellen am Betriebsort einfachere und billigere Störspannungsmeßgeräte für den Frequenzbereich bis etwa 10 MHz entwickelt.

2. Störquellen

In den letzten Jahren ist es üblich geworden, bei den Funkstörquellen zwischen solchen zu unterscheiden, bei denen die störende Hochfrequenzenergie als unbeabsichtigte Nebenwirkung entsteht und solchen, in denen Hochfrequenz als Arbeitsenergie für andere als Fernmeldezwecke erzeugt und verwendet wird.

2.1 Kleinmotore u. ä.

Die Entstörungstechnik der Störquellen der erstgenannten Art, zu denen vor allem Kollektormotore, Unterbrecherkontakte u. ä. gehören, ist für den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich seit langem bekannt und brachte daher, abgesehen von der laufenden Verbesserung und Verkleinerung der erforderlichen Bauelemente, keine entscheidenden Neuerungen. Im Ultrakurzwellenbereich jedoch, in dem man sich auf Grund früherer Erfahrungen vor den Störquellen der ersten Art sicher glaubte, stellten die inzwischen neu konstruierten Kleinmotore für Trockenrasierer, Haartrockner u. ä. eine neue Entstörungsaufgabe. Die Untersuchungen ergaben, daß die Störenergie, die von diesen meist mit geringer Lamellenzahl, also hoher Funkenspannung am Kollektor arbeitenden Kleinmotore erzeugt wird, von der Funkenbahn selbst und den unmittelbar angeschlossenen Teilen der Zuleitung im Ultrakurzwellenbereich frei abgestrahlt wird, wenn, wie es neuerdings fast ausschließlich der Fall ist, das Gerätgehäuse aus Preßstoff besteht. Infolgedessen müssen bei diesen Kleingeräten die bisher üblichen und ausreichenden Störschutzkondensatoren versagen. Eine befriedigende Ultrakurzwellen-Entstörung dieser Geräte gelingt nur durch unmittelbar in der Kollektorleitung angebrachte UKW-Drosseln, selbstinduktionsfreie Querkondensatoren und/oder metallische Abschirmung des Motors innerhalb des Preßstoffgehäuses. Die bloße Metallisierung der inneren Gehäusewand reicht bei weitem nicht aus. Die Wirksamkeit von Entstörungsmaßnahmen kann nur durch zusätzliche Störstrahlungsmessungen und nicht allein durch Störspannungsmessungen an den Geräteklemmen überprüft werden. Es ist zu hoffen, daß diese neuen Erkenntnisse die Hersteller derartiger Kleingeräte veranlassen, bei der Neukonstruktion von vornherein auch die Ultrakurzwellen-Entstörung zu berücksichtigen.

2.2 Leuchtstofflampen

Als weitaus einfacher erwies sich die Entstörung der Leuchtstofflampen, die in den letzten Jahren immer mehr auch in Wohngebäuden verwendet werden. Hierzu genügt ein Kondensator, der gleichzeitig als Blindstromkompensator wirkt, sowie die Symmetrierung der Vorschaltdrossel. Die unangenehme Fähigkeit dieser Lampen, im Ultrakurzwellenbereich als Sekundärstrahler die Funkempfangsfelder im 100-Hz-Rhythmus zu modulieren, reicht nur einige Meter weit und kann durch Verlegung der Empfangsantenne leicht ausgeschaltet werden. Da die störende Wirkung nur auf der Sekundärstrahlung, nicht jedoch auf primär erzeugter Störenergie beruht, handelt es sich in solchem Fall auch nicht um eine Funkstörung im normalen Sinn.

2.3 Hochspannungs-Zündanlagen in Kraftfahrzeugen

Die im Ultrakurzwellenbereich bisher wohl am meisten in Erscheinung getretene Störquelle sind die Hochspannungs-Zündanlagen von Kraftfahrzeugen. In der Entstörungstechnik hierfür unterscheidet man zwischen der Nah-Entstörung und der Fern-Entstörung. Die Nah-Entstörung sichert den Funkempfang im störenden Kraftfahrzeug selbst, während die Fern-Entstörung die Ausstrahlung von Störenergie vermindern soll, die den Funkempfang in fremden Fahrzeugen und in Gebäuden längs der Straße beeinträchtigt. Die Entwicklung der letzten Jahre baute auf der schon früher gewonnenen

Erkenntnis auf, daß Entstörwiderstände in den Hochspannungszündleitungen um so wirksamer sind, je näher sie an der die Störenergie erzeugenden Funkenstrecke liegen, und führte bei einigen Firmen zur Fabrikation von Zündverteilerläufern und Zündkerzen mit fest eingebauten Entstörwiderständen. Die Verwendung dieser „Widerstandsläufer" und „Widerstandskerzen" ermöglicht nicht nur eine wirksame Fern-Entstörung aller Kraftfahrzeugtypen, sondern bildet auch die Grundlage für eine billige und handliche Nah-Entstörung, indem sie die hierfür bisher noch in den meisten Fällen erforderliche Vollabschirmung der Zündanlage überflüssig macht. Namhafte Firmen der in- und ausländischen Automobilindustrie haben daher begonnen, ihre Fabrikate serienmäßig mit dieser „Grund-Entstörung" zu versehen.

Die Störfeldstärke von Kraftfahrzeugen wird in 10 m Entfernung und 3 m über Grund mit der eingangs beschriebenen UKW-Meßanordnung gemessen. Ein höchstzulässiger Wert für die Fern-Entstörung wird demnächst festgelegt. Eine aus laufenden Messungen von mehreren tausend Kraftfahrzeugen an einer Hauptverkehrsstraße in Darmstadt zusammengestellte Statistik zeigt, daß auf der Frequenz 200 MHz über 80 % aller vorbeifahrenden Kraftwagen und über 90 % aller Krafträder mehr als 1000 Mikrovolt/m Störfeldstärke in 10 m Entfernung aufweisen. Das in Stockholm 1952 vereinbarte Sendernetz für den Fernsehrundfunk in Europa und die Fernsehempfangstechnik im Frequenzband III (174 ... 223 MHz) lassen noch zu, eine Mindestnutzempfangsspannung von 100 Mikrovolt an einer 240-Ohm-Antennenleitung auszunutzen. In welchem Umfang sich diese Empfangsspannung durch eine allgemein vorzuschreibende Fern-Entstörung aller Kraftfahrzeuge schützen läßt, ist nach vorstehenden Ausführungen nicht mehr eine entstörungstechnische, sondern nur noch, wie schließlich immer bei der Funk-Entstörung, eine Kostenfrage, die jedoch auf lange Sicht und mit sicherer und dauerhafter Wirkung gelöst werden sollte.

2.4 Hochfrequenzgeneratoren

Der zunehmenden Bedeutung, die in den letzten Jahren die Verwendung von Hochfrequenzenergie für medizinische und industrielle Zwecke erlangt hat, wurde zunächst 1947 vom Internationalen Fernmeldeverein durch die Freigabe der drei Frequenzen 13 560 kHz, 27 120 kHz und 40,68 MHz für derartige Zwecke Rechnung getragen, welcher dann 1949 in Deutschland die gesetzliche Bestätigung durch das Gesetz zum Betrieb von Hochfrequenzgeräten folgte *). Auf diesen drei Arbeitsfrequenzen ist eine unbeschränkte Ausstrahlung, z. B. durch die Netzzuleitungen, Behandlungselektroden und Arbeitsvorrichtungen zulässig; auf allen anderen Frequenzen muß die Ausstrahlung von Hochfrequenzenergie durch elektrische Filter und Abschirmung so stark vermindert sein, daß die auf diesen Frequenzen betriebenen Funkdienste nicht gestört werden können. Ausgenommen sind nur solche Hochfrequenzgeräte, die ihrem Zweck entsprechend mit kleiner Leistung nur selten und nur sekundenlang eingeschaltet werden, wie z. B. Hochfrequenz-Chirurgiegeräte. Für die Umstellung des Betriebes der bereits vorhandenen Hochfrequenzgeneratoren und für die Neuentwicklung bei den Herstellerfirmen wurden ausreichende Übergangsfristen vereinbart.

Da die zugelassenen drei Arbeitsfrequenzen so ausgewählt worden waren, daß möglichst wenige ihrer Harmonischen in Frequenzbänder empfindlicher Funkdienste fallen, konnten für diese allgemein als Grenzwerte der Störstrahlung noch 225 Mikrovolt/m in 100 m Entfernung vom Gerät zugelassen werden, sofern sie im Fernsehband III (174—223 MHz) liegen, jedoch nur 30 Mikrovolt/m in 30 m Entfernung. Mit den mechanischen und elektrischen Ausführungsformen der vorhandenen Geräte ließen sich weder die Frequenztoleranz von 0,6 bzw. 0,05 % noch die Störstrahlungsbedingungen für die Oberwellen erfüllen, so daß sich die Entwicklungsarbeiten vor allem auf frequenzkonstante Schwingungskreise bzw. Quarzstabilisation und auf die Verbesserung der elektrischen Schirmung und der Oberwellenfilter in Elektroden- und Netzleitungen konzentrieren mußte. Die Zahl von bisher 30 mit der Frequenz 27 120 kHz und 7 mit der Frequenz 40,68 MHz endgültig zugelassenen verschiedenen Gerätetypen zeigt, daß die Anfangsschwierigkeiten in der Entwicklung überwunden sind und daß sich die Technik dieser Art von Hochfrequenzgeneratoren den Forderungen der Funktechnik angepaßt hat.

Wesentlich langsamer kam die Entwicklung der Art von Hochfrequenzgeneratoren in Gang, die für den Betrieb auf anderen als den drei zugelassenen Frequenzen angewiesen sind, z. B. für Induktionserhitzung, und die daher schärferen Störstrahlungsbedingungen auch für die Arbeitsfrequenz unterliegen. In den letzten Monaten sind jedoch Neukonstruktionen, z. B. für Holzverleimung, auf dem Markt erschienen, die auch mit ihren recht komplizierten Arbeitsvorrichtungen die Forderungen der Funk-Entstörung vorbildlich erfüllen, ohne dadurch an Handlichkeit einzubüßen. Bisher konnten 15 verschiedene Typen derartiger Hochfrequenzgeneratoren auf Frequenzen zwischen 430 kHz und 70 MHz zugelassen werden, wozu noch weitere 15 verschiedene Typen von Ultraschallgeräten kommen, die wegen ihres geringen Anteils an Störstrahlung nur einen verhältnismäßig kleinen technischen Aufwand für die Funk-Entstörung erfordern.

2.5 Störstrahlung von Rundfunk- und Fernsehempfängern

Bedauerlicherweise sind trotz rechtzeitiger Warnungen und Hinweise der verantwortlichen Stellen zahlreiche UKW-Rundfunkempfänger in Betrieb gekommen, die besonders die zweite Harmonische ihres Überlagerers so stark ausstrahlen, daß hierdurch der Fernsehempfang außerhalb des Nahbereiches eines Fernsehsenders empfindlich gestört werden kann. Eine nachträgliche Entstörung solcher UKW-Geräte, die kostspielig und wohl nur unter Mitwirkung der Herstellerfirma möglich ist, ließe sich vermeiden, wenn die Störstrahlung schon bei der Neukonstruktion von UKW-Geräten beseitigt wird, wie die seit einiger Zeit im Handel befindlichen, nachgewiesenermaßen störfreien Fabrikate zeigen. Schon seit den fast vergessenen Zeiten der Rückkopplungsstörungen ist nach § 13 der Genehmigungsbedingungen für die Errichtung und den Betrieb einer Rundfunkempfangsanlage die Störung anderer Funkdienste durch die genehmigte Anlage unzulässig. Eine Störung ist gegeben, wenn der störende Empfänger

*) *H. Preßler*, Das Hochfrequenzgesetz. FTZ (1951), S. 123—29.

in 30 m Entfernung mehr als 30 Mikrovolt/m Störfeldstärke erzeugt, im Freien in 3 m Höhe gemessen *). Leider können auch die Fernsehempfänger ihrerseits mit ihren Zeilenablenkgeräten den Lang- und Mittelwellenrundfunkempfang stören, wenn sie unzureichend abgeschirmt und nicht gegen die Netzzuleitung verdrosselt sind. Im Störungsfall wird geprüft, ob der

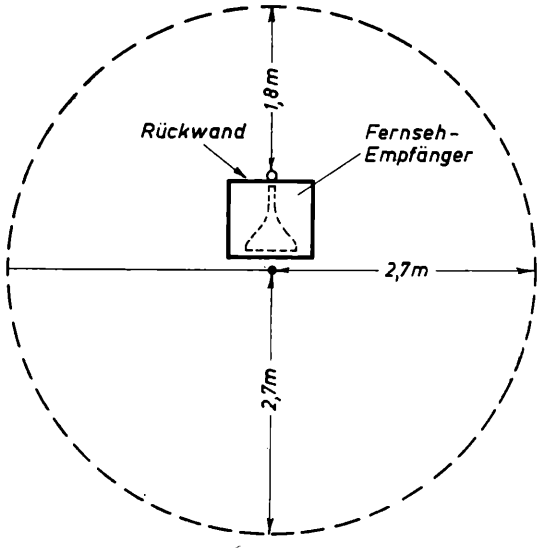


Bild 2. Höchstzulässige Störstrahlung von Ablenkgeräten in Fernseh-Empfängern.

Außerhalb des in obiger Anordnung um den störenden Fernseh-Empfänger gezogenen Kreises mit dem Radius 2,7 m dürfen mit einem Rundfunk-Empfänger mit 1,2 m Stabantenne und 2500 Ohm Eingangswiderstand im Lang- und Mittelwellenbereich nicht mehr als 50 Mikrovolt störende Eingangsspannung nachweisbar sein. Eingebaute Rahmenantennen des Rundfunkgerätes (z. B. eine Ferritantenne) sind bei der Messung abgeschaltet

störende Fernsehempfänger die in Bild 2 angegebenen Bedingungen, die auf den Erfahrungen des Fernsehrundfunks in England beruhen, erfüllt.

Die beiden mit der Einführung des UKW- und Fernsehrundfunks zutage getretenen Störfälle wurden hier der Vollständigkeit halber erwähnt, obwohl ihre Behebung nicht als ein Fortschritt der Funk-Entstörung, sondern nur als Rückgängigmachen eines vermeidbaren Rückschritts anzusehen ist.

3. Richtlinien für die Funk-Entstörung

Wie schon eingangs gesagt wurde, schafft die Funkstörungsmeßtechnik die Grundlagen für Vereinbarungen zwischen den Partnern der Funk-Entstörung. Diese sind auf der einen Seite die Vertreter der Starkstromtechnik und auf der anderen Seite die der Funktechnik. Mit jedem Fortschritt der Meßtechnik verlegte sich das Gewicht ihrer Diskussionen mehr von der anfänglich im Vordergrund stehenden juristischen auf die technische Ebene. Die Ergebnisse fanden ihren Niederschlag in den Funk-Entstörungsrichtlinien des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE), die von allen Seiten als bindend anerkannt wurden. Nachdem sich dieser Weg einer Zusammenarbeit nicht nur als gangbar, sondern als erfolgreich herausgestellt hatte, begann man in den letzten Jahren, neue Probleme der Funk-Entstörung schon im Entstehen durch Herausgabe von Richtlinien zu lösen. Für die Funk-Entstörung von Hochfrequenzgeneratoren für medizinische Zwecke sind sie als VDE 0871 Teil 1 bereits erschienen, die Ausarbeitung der Richtlinien für die Funk-Entstörung von Hochfrequenzgeneratoren für industrielle Zwecke steht als Teil 2 vor dem Abschluß. Die Regeln für die Funk-Entstörung von elektrischen Geräten, Maschinen und Anlagen (VDE 0875) wurden nach dem Stande der Technik von 1951 überarbeitet. Eine erfolgreiche Funk-Entstörung verlangt nicht nur Maßnahmen an der Störquelle, sondern auch auf der Funkempfangsseite. Die Richtlinien hierfür mit den Anforderungen an die Störspannungs- und Störstrahlungsfestigkeit von Rundfunkempfängern werden gegenwärtig von der VDE-Kommission 0872 ausgearbeitet.

Wenn auch fortschrittlich eingestellte Fabrikanten immer mehr dazu übergehen, elektrische Geräte und Anlagen nach den Regeln der Funk-Entstörung zu fertigen, so kommen doch leider immer noch Geräte in den Handel, die erst nachträglich und infolgedessen mit einem weitaus höheren Kostenaufwand mit einem Störschutz versehen werden müssen. Hierbei läßt sich meistens auch einer der wichtigsten Grundsätze der Funk-Entstörung nicht mehr berücksichtigen, daß nämlich Entstörmittel möglichst innerhalb des störenden Gerätes und unzugänglich für den Benutzer angebracht sein sollten, damit ihre dauernde Wirksamkeit auch ohne Nachkontrollen gewährleistet ist. Dem Erscheinen der VDE-Regeln muß daher bald eine allgemeine Aufklärung der künftigen Käufer von störfähigen Elektrogeräten folgen.

Während die VDE-Richtlinien im wesentlichen die Geräte und Anlagen der Stromverbraucher erfassen, werden die durch Anlagen der Elektrizitäts-Versorgungs-Unternehmen (EVU) verursachten Störfälle noch in Einzelabsprachen auch auf vorwiegend technischer Grundlage erledigt, bis die dabei anfallenden Erfahrungen in technischen Richtlinien zusammengefaßt werden können.

Abschließend sei als wesentlicher Fortschritt der Funk-Entstörung noch erwähnt, daß die Richtlinien der Vereinigung öffentlicher Verkehrsbetriebe (VÖV) für den Straßenbahnbetrieb u. a. allgemein die Verwendung von Kohleschleifbügeln vorsehen. Bei einer Mindestnutzempfangsfeldstärke von 1 Millivolt/m können diese erfahrungsgemäß infolge der Weichheit des Kontaktmaterials im Gegensatz zu den bisher mancherorts verwendeten Metallbügeln oder Rollen keine Funkstörungen verursachen. Es ist zu erwarten, daß hiermit unter das leidige Kapitel der Straßenbahnstörungen besonders in einer Großstadt wie Berlin, wo zur Zeit die Umstellung der Straßenbahn auf Kohlebügel im Gange ist, endgültig der Schlußstrich gezogen wird.

Zusammenfassung

Nach einer Beschreibung neu entwickelter Funkstörungs-Meßanordnungen für den Frequenzbereich 150 kHz bis 328 MHz werden die technischen und organisatorischen Fortschritte bei der Funk-Entstörung der wesentlichsten, allgemein interessierenden Funkstörquellen behandelt. Dabei wird vorgeschlagen, die Beachtung des jetzt modernisiert vorliegenden VDE-Vorschriftenwerkes für die Funk-Entstörung bereits bei der Fertigung neuer Elektrogeräte durch allgemeine Aufklärung der künftigen Käufer zu fördern, um die Mehrkosten einer nachträglichen Entstörung zu vermeiden.

*) Einzelheiten hierüber in Nr. 16 der „Funkschau" 1952.

Sonderdruck

FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 6, HEFT 9, SEPTEMBER 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Feinsicherung F 49

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt

Von **A. Deman**, München

Mit 13 Bildern

DK 621.316.923

Die Deutsche Bundespost hat eine neue Feinsicherung eingeführt. Sie wurde entwickelt, weil die bisher gebräuchlichen Feinsicherungstypen im Großeinsatz den Anforderungen nicht in vollem Umfang genügt haben.

The German Federal Administration for Posts & Telecommunications has introduced a new fine wire fuse. It has been developed because the types of fine wire fuses so far employed do not meet all the requirements involved in a large scale use.

L'Administration fédérale des PTT allemande a introduit un nouveau fusible en fil fin. Celui-ci a été développé parce que les types de fusibles en fil fin actuellement en usage ne répondent pas sous tous les rapports aux exigences d'un emploi en masse.

Die wertvollen Schalteinrichtungen der Wählerämter werden durch den Einbau von Feinsicherungen gegen Stromüberlastung und Brandschäden geschützt. Die Sicherungen sind Feinstromsicherungen in einer Sonderausführung mit Verzögerungswirkung und sind in dieser Form praktisch nur in der Vermittlungstechnik gebräuchlich. Trotz dieser Einschränkung handelt es sich um einen ausgesprochenen Massenartikel, der in großen Stückzahlen zum Einsatz kommt. In einem Wählamt für 10 000 Teilnehmer sind beispielsweise rd. 14 000 Feinsicherungen erforderlich. Der Jahresbedarf der Deutschen Bundespost (DBP) beträgt z. Z. rd. 1 000 000 Stück. Jeder einzelnen Sicherung wird dabei ein Schutzobjekt anvertraut, dessen Wert meist tausendfach über dem des Eigenwertes der Sicherung liegt.

1. Allgemeine Anforderungen

Die in der Wähltechnik benützten Sicherungstypen arbeiten alle nach der gleichen Wirkungsweise, wenn sie auch in ihrer Konstruktion voneinander abweichen.

Grundsätzlich bestehen die Sicherungen aus dem Sicherungskörper, dem Auslösestift mit einer Wendel-Druckfeder, der Heizspule und einem Lotmaterial, das den Auslösestift in einer bestimmten Stellung festhält. Aufgabe der Sicherung ist es, von einer gewissen Stromstärke an innerhalb einer festgelegten Auslösezeit den angeschalteten Stromkreis aufzutrennen und gleichzeitig eine Signalgabe auszulösen, um die Unterbrechung anzuzeigen. Der Auslösestift muß zu diesem Zweck so bewegt werden, daß er den ihm zugeordneten Kontaktbügel des Sicherungsstreifens freigibt, wie dies in Bild 1 dargestellt ist.

Im Gegensatz zur Abschmelzsicherung, bei der mit jeder Auslösung der Schmelzleiter zerstört wird, arbeitet die Feinsicherung indirekt und wird unter normalen Auslösebedingungen nicht zerstört. Bei Überstrom wirkt die durch eine Heizspule erzeugte Wärme auf das erwähnte Lotmaterial, und das weich werdende Lot gibt den unter Federdruck stehenden Auslösestift frei. Da die Wärme proportional der Zeit ist, in der der Strom fließt, ist es möglich, die Sicherung so zu bemessen, daß sie erst auslöst, wenn die kritische Stromstärke eine gewisse Zeit (Auslösezeit) andauert.

Die Bezeichnung *Sicherung* ist, streng genommen, nicht richtig, da es sich hier eigentlich um Überstrom-Auslöseautomaten mit Verzögerungswirkung handelt. Es bleibt einer späteren Regelung vorbehalten, im Rahmen der Normung eine besser geeignete Bezeichnung zu finden.

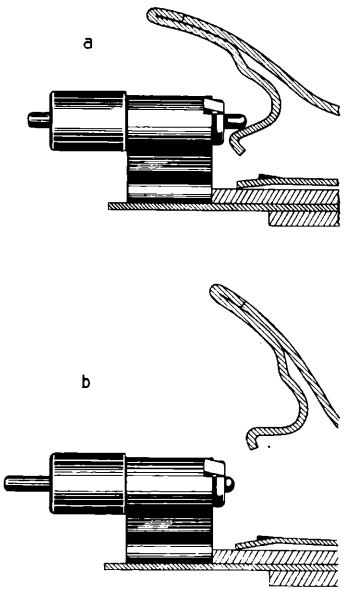


Bild 1. a) Sicherung im Betriebszustand
b) Ausgelöste Sicherung

Tabelle 1. Elektrische Daten und Kennzeichen für Rücklöt- und Lotplättchensicherungen F 41

Auslösestromstärke A	Spulenwiderstand Ω	Max. Auslösezeit s	Kennfarbe der Deckscheibe
0,3	$15 \pm 1{,}5$	35	schwarz
0,5	$5 \pm 0{,}5$	45	braun
0,75	$2{,}55 \pm 0{,}15$	35	gelb
1,0	$1{,}45 \pm 0{,}07$ $0{,}05$	45	weiß
1,2	$0{,}53 \pm 0{,}05$	130	hellblau
1,5	$0{,}5 \pm 0{,}05$	45	rot
2	$0{,}32 \pm 0{,}03$	45	hellgrau
3	$0{,}12 \pm 0{,}02$	45	grün

Die Feinsicherungen umfassen einen Strombereich bis zu 6 A. Dabei gelten zur Kennzeichnung und Abstufung die festgelegten Auslösestromstärken. Die allgemein gültige Kennzeichnung nach der Nennstromstärke (Dauerstromstärke), wie sie gemäß VDE-Vorschrift für Leitungsschutz- (LS-), Geräteschutzsicherungen (GS-Sicherungen) und Schutzschalter vorgeschrieben ist, findet hier keine Anwendung. Es werden jedoch vom Fachnormenausschuß z. Z. die Vorarbeiten durchgeführt, um auch hier eine Angleichung zu schaffen.

Tafel 1 gibt einen Überblick über die in den Postvorschriften festgelegten Werte und Kennzeichen. Bild 2 zeigt die Dauerstrom- und Auslösestromkennlinie.

Der Dauerstrom beträgt im Mittel etwa das 0,6fache des Auslösestromes und soll von der Sicherung bei 20°

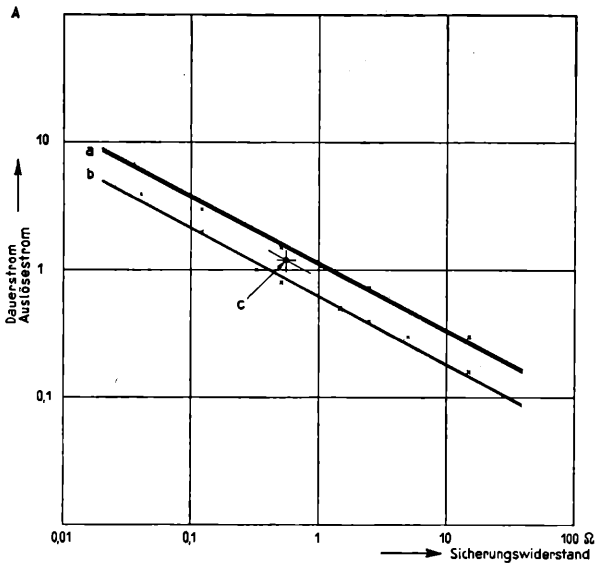


Bild 2. Dauerstrom- und Auslösestromkennlinie der Rücklötsicherung.
a) Auslösestrom bei 35 bis 45 s Auslösezeit
b) Dauerstromkennlinie
c) 1,2-A-Sicherung mit 130 s Auslösezeit

Raumtemperatur dauernd ausgehalten werden. Die Sicherungen dürfen deshalb ständig nur mit einem kleineren Strom belastet werden, als ihre Aufschrift angibt. Die Auslösestromkennlinie gilt für eine maximale Auslösezeit von 45 s. Jeder Auslösestromstärke ist eine bestimmte Kennfarbe zugeordnet, die an der Stirnseite der Sicherung angebracht ist.

Die angegebene maximale Auslösezeit ist festgelegt, damit einerseits die Sicherung bei kurzzeitig aufeinanderfolgenden Schaltstromstößen, die die Auslösestromstärke überschreiten, nicht auslöst und anderseits die zu schützenden Schaltmagneten bei Überlastung nicht zu lange erwärmt werden.

2. Bisher gebräuchliche Sicherungstypen

2.1 Rücklötsicherung

Bild 3 zeigt die Sicherung in der Ansicht, Bild 4 im Schnitt. Im Sicherungskörper befindet sich eine Heizspule, in der sich der durch eine Druckfeder belastete Auslösestift bewegt. Zwischen Sicherungskörper und Druckfeder ist ein Isolierröhrchen als Berührungsschutz eingeschoben. Auslösestift und Heizspule sind miteinander verlötet.

Der Strom fließt vom Auslösestift über die Lötstelle zur Heizspule und von dieser zum Sicherungskörper. Wird die Heizspule erhitzt, so erwärmt sich das Lot, und der Auslösestift verschiebt sich axial unter dem Druck der Spiralfeder. Je nach der Art der Erwärmung, ob langsam oder rasch, wird das Lot teigig oder flüssig.

Bei rascher Erwärmung kann es geschehen, daß das flüssige Lotmaterial durch die Schleuderwirkung der Druckfeder aus der Vorderseite der Sicherung herausgeworfen wird. Gelangen solche Lotspritzer in die Verdrahtung des Sicherungsstreifens, so treten unangenehme Störungen auf. Ausgelöste Sicherungen werden mit einer Rücklötvorrichtung wieder instand gesetzt. Das Lot wird zu diesem Zweck in einer besonderen Vorrichtung elektrisch erhitzt und der Auslösestift in die Ausgangsstellung zurückgeschoben. Dabei ist es umgekehrt möglich, daß durch den Stoß der Druckfeder der Rücklötvorrichtung das flüssige Lot im Inneren der Sicherung zwischen Auslösestift und Druckfeder oder in das Isolierröhrchen gelangt. Nach dem Erkalten wirkt das so eingeklemmte Lot hemmend auf die folgende Auslösebewegung des Auslösestiftes.

Eine andere Auslösehemmung tritt ein, wenn die untere Preßstoff-Führungsscheibe an der Schmalseite

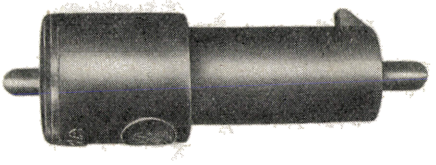


Bild 3. Rücklötsicherung, Ansicht

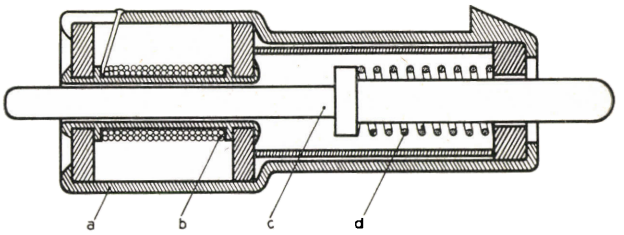


Bild 4. Rücklötsicherung im Schnitt.
a) Sicherungskörper, b) Heizspule, c) Auslösestift, d) Druckfeder

der Sicherung durch ungenaue Fertigung zuviel Spiel hat. Der seitliche Druck des Auslösebügels des Sicherungsstreifens reicht dann aus, den Auslösestift so weit aus seiner axialen Führung zu drücken, daß er klemmt.

In beiden Fällen brennt durch Überstrom meist der Heizdraht durch und unterbricht den Stromkreis, ohne daß ein Signal gegeben wird.

Bei verschiedenen Fabrikaten wurde als weiterer Fehler festgestellt, daß das Lot zwischen dem Auslösestift und dem Sicherungskörper eine Kurzschlußbrücke bilden kann (Bild 5 und 6). Die so kurzgeschlossene Heizspule kühlt ab, der Kurzschluß bleibt aber be-

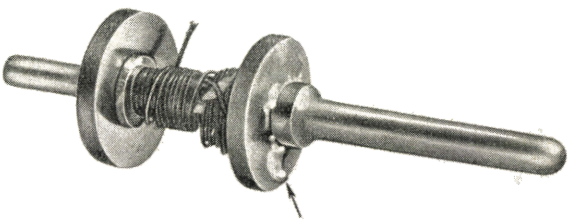


Bild 5. Kurzschlußbrücke aus Lot zwischen Auslösestift und Sicherungskörper

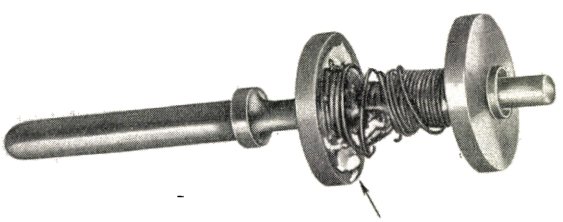


Bild 6. Kurzschlußbrücke aus Lot zwischen Auslösestift und Sicherungskörper

stehen, und das zu schützende Objekt wird überlastet oder verbrennt.

Eine sehr starke Erwärmung der Heizspule beim Auslösen und besonders beim Rücklöten greift die Lack- oder Seidenisolation der Heizwicklung an. Bereits eine kurzzeitige Überlastung mit dem $2^1/_2$fachen Auslösestrom bringt die Isolation der äußeren Windungen zum Verbrennen. Durch Erschütterung und nachfolgende Erwärmung fällt der Isolationszunder ab, und es tritt Windungs- oder Lagenschluß ein. Der glühende Heizdraht schmilzt in den meisten Fällen an der Übergangsstelle zum Sicherungskörper ab, ehe die Sicherung ausgelöst hat.

Um die empfindliche Isolation der Heizspule zu verbessern, wird verschiedentlich die Wicklung mit Lack getränkt. Der Lack verdampft jedoch bei Erwärmung und setzt sich als Kondenstropfen an der kühlen Wand des Sicherungskörpers ab. Fällt ein derartiger Tropfen auf die heiße Wicklung, so wird sie zerstört, wie dies Bild 7 zeigt.

Bild 7. Zerstörte Heizspule

Da die Heizspule der Sicherung vollkommen abgeschlossen ist, können im Betrieb derartige Erscheinungen nicht erkannt und die schadhaften Sicherungen nicht vorzeitig ausgesondert werden.

2.2 Lotplättchensicherung F 41

Die aufgezeigten Mängel der Rücklötsicherung waren der Anlaß, an ihrer Stelle vor etwa 10 Jahren die sogenannte Leopolder-Sicherung oder Lotplättchensicherung einzuführen. Bild 8 und 9 zeigen die Sicherung in der Ansicht und im Schnitt.

Die Sicherung wird aus zwei Teilen, dem Oberteil und dem Unterteil zusammengesetzt. Übereinandergesteckt werden die beiden Teile durch einen Renkverschluß gehalten. Das Oberteil besteht aus der Kappe mit der Auffangkammer für ausgestanzte Lotreste und der Heizspule mit einem Napf für das Lotplättchen. Das Unterteil ist eine Blechhülse in der Form der Rücklötsicherung mit dem isoliert gelagerten Auslösestift und der zugehörigen Druckfeder. Beim Zusammensetzen der beiden Hauptteile wird der Auslösestift durch ein Lötplättchen, das in den Napf eingelegt wird, auf die vorgeschriebene Länge aus der Sicherung geschoben, so daß sie einsatzbereit ist.

Erwärmt sich die Spule, so erwärmt sich auch das im Napf liegende Lotplättchen. Der unter Druck stehende Auslösestift dringt in das weich werdende Lot. Aus dem Lotplättchen wird dabei ein rundes Stück im Durchmesser des Auslösestiftes gestanzt, das in der hierfür vorgesehenen Kammer aufgefangen wird. Zur Wiederinstandsetzung legt man lediglich ein neues Lotplättchen ein.

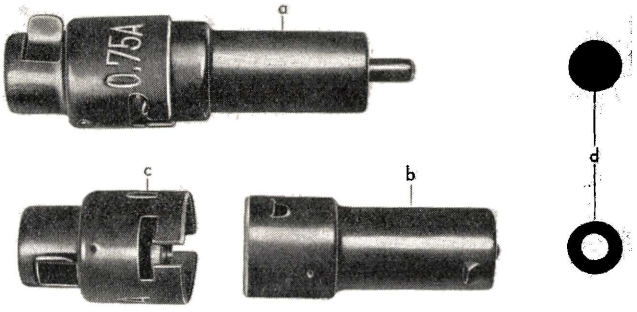


Bild 8. Lotplättchensicherung F 41, Ansicht.
a) vollständige Sicherung, b) Unterteil, c) Oberteil, d) Lotplättchen

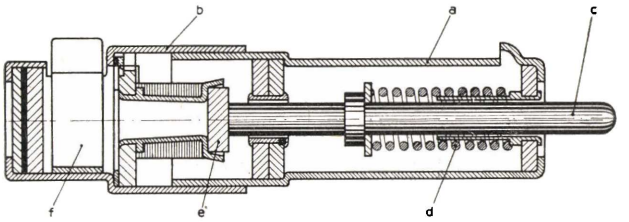


Bild 9. Lotplättchensicherung F 41 im Schnitt.
a) Unterteil, b) Oberteil mit Heizspule, c) Auslösestift, d) Druckfeder, e) Lotplättchen, f) Auffangkammer für Lotreste

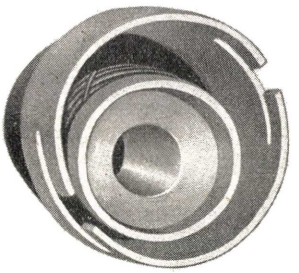


Bild 10. Oberteil der Lotplättchensicherung mit verkanteter Heizspule

Im Masseneinsatz zeigte die Sicherung folgende Nachteile. Es wurden laufend Sicherungen festgestellt, die im Betrieb oder im Lager ausgelöst hatten, ohne daß eine Störung vorlag. Der unter Druck befindliche Auslösestift dringt im Laufe der Zeit in das Lotmaterial ein, das wegen seiner weichen Beschaffenheit dem Stift nicht genügend Widerstand bietet. Mitunter kommt es vor, daß Sicherungen überhaupt nicht auslösen. Dies ist dann der Fall, wenn die Heizspule nicht konzentrisch in der Kappe sitzt. Durch wiederholte Erwärmung und mechanische Beanspruchung ändert sich die Lagerung der Heizspule (Bild 10), und der Auslösestift stößt nicht in ihre Bohrung, sondern trifft auf den Napf. Da in diesen Fällen die Heizspule durch den Überstrom weitererhitzt wird, tropft das schmelzende Lotplättchen ab und bildet eine Kurzschlußbrücke zwischen Auslösestift und Sicherungskörper. Die Sicherung versagt, der Stromkreis ist nicht mehr geschützt.

Eine andere Kurzschlußgefahr ist gegeben, wenn es versäumt wird, die Stanzreste aus der Auffangkammer zu entfernen.

Die Stabilität der Lötplättchensicherung war immer unbefriedigend. So kann sie wegen ihrer kleinen Anschlagnase im Sicherungsschalter überdreht und damit eingeklemmt werden. Der Renkverschluß bietet beim

Herausnehmen der Sicherung so wenig Halt, daß meist nur die Kappe abgezogen wird und der Unterteil in der Halterung steckenbleibt.

3. Die neue Umkehrsicherung F 49

Die Mängel der Rücklötsicherung und der Lotplättchensicherung verlangten zwingend Abhilfe. In vielen Fällen war einwandfrei ermittelt worden, daß das Versagen der Sicherungen die Ursache gefährlicher Brände in den Wählergestellen und Fernschränken war.

In mehrjähriger enger Zusammenarbeit des Fernmeldetechnischen Zentralamtes mit der Firma Widmaier, München, gelang es, eine neue Sicherung zu entwickeln, die gegenüber den bisher gebräuchlichen Typen wesentliche Verbesserungen aufweist.

Die Umkehrsicherung F 49 lehnt sich äußerlich an die Bauart der Rücklötsicherung an, ist aber konstruktiv und mechanisch grundlegend anders durchgebildet.

Bild 11 zeigt die Ansicht, Bild 12 die Einzelteile der neuen Sicherung. Sie besteht aus einem stabilen, vernickelten Spritzgußkörper, dem Schmelzeinsatz und der Verschlußkappe. Die äußere Form ist etwas länger

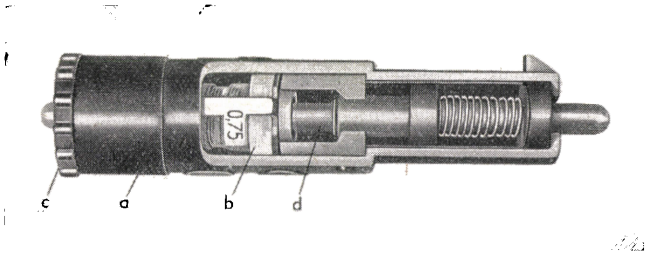


Bild 11. Feinsicherung F 49, Ansicht.
a) Sicherungskörper b) Schmelzeinsatz c) Verschlußkappe d) Lötstift

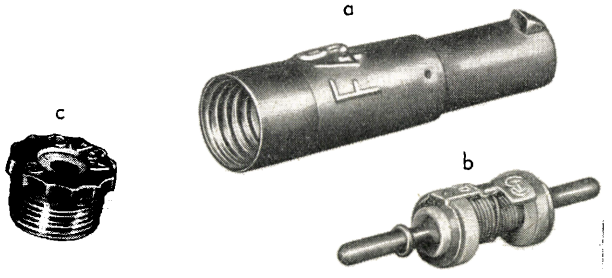


Bild 12. Feinsicherung F 49, Einzelteile.
a) Sicherungskörper b) Schmelzeinsatz c) Verschlußkappe

und durch die Aufschrift F 49 sowie das Firmenkennzeichen griffiger gehalten, als es die bisherigen Formen waren. Die Sicherung kann deshalb leichter gehandhabt werden. Die Anschlagnase des Sicherungskörpers ist so kräftig ausgebildet, daß die Sicherung im Sicherungshalter nicht überdreht werden kann.

Im Sicherungskörper befindet sich, wie in Bild 13 dargestellt ist, vollkommen isoliert gelagert der Auslösestift mit Druckfeder und der Schmelzeinsatz.

Der Schmelzeinsatz ist eine Heizspule, in die ein Lotstift einseitig eingelötet ist. Der Einsatz ist austauschbar und braucht nach einer normalen Auslösung nur umgekehrt und wieder in den Sicherungskörper eingesetzt werden. Eine Rücklötung entfällt und damit auch eine weitere zusätzliche Wärmebelastung der Heizwicklung und des Lotes.

Bei der Auslösung wird der Auslösestift in der Heizspule verschoben. Die Bewegung wird durch einen Ansatz am Lötstift begrenzt. Seine Führung erhält er durch den Napf im Auslösestift und die Mittelbohrung in der Verschlußkappe. Durch die beiden Eindrehungen am Lötstift tritt eine Wärmestauung auf, die sich günstig auf den Schmelzvorgang auswirkt. Die Aufteilung des Systems in den Auslöse- und Lötstift trägt dazu bei, daß der Auslösestift von seitlichen Drücken entlastet ist und nicht klemmt.

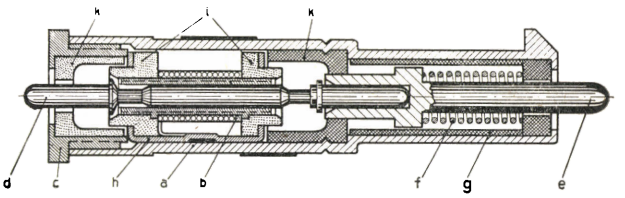


Bild 13. Feinsicherung F 49 im Schnitt.
a) Sicherungskörper b) Heizwicklung c) Verschlußkappe d) Lötstift
e) Auslösestift f) Druckfeder g) Isolierröhrchen
h) Kontaktbügel i) Spulenrandscheiben k) Isolierbüchse

Die Spulenrandscheiben sind aus Kunststoff und werden jeweils in der Kennfarbe der zugehörigen Nenn- bzw. Auslösestromstärke gehalten. Sie sind so ausgebildet, daß sie zusammen mit den Isolierbuchsen des Sicherungskörpers und der Verschlußkappe einen Kurzschluß durch flüssiges Lot zwischen Sicherungskörper und Lotstift unterbinden. Die Spulenwicklungen werden mit Absicht offen gehalten, damit beim Wiederinstandsetzen der ausgelösten Sicherung eine Veränderung der Isolation, die durch Überlastung aufgetreten sein kann, festgestellt und der angegriffene Schmelzeinsatz rechtzeitig ausgesondert wird. Die elektrische Verbindung vom Heizdraht zum Sicherungskörper wird durch den Kontaktbügel auf der Heizspule über die Verschlußkappe hergestellt. Der Kontaktbügel trägt die Stromstärke und das Firmenkennzeichen.

Die Sicherung ist betriebsbereit, wenn die Verschlußkappe eingeschraubt ist. Sie spannt die Druckfeder, bringt den Auslösestift über den Schmelzeinsatz auf sein vorgeschriebenes Maß nach vorn und vermittelt, wie bereits erwähnt, die elektrische Verbindung zwischen Heizspule und Sicherungskörper. Die Verschlußkappe trägt als Aufschrift die Stromstärke und das Firmenkennzeichen. Die Isolation der Verschlußkappe ist zur weiteren Kennzeichnung der Sicherung in der Kennfarbe der Nennstromstärke gehalten. Der Lotstift ragt durch die Bohrung in der Isolation, damit zur Prüfung der Sicherung im eingebauten Betriebszustand eine Kontaktstelle vorhanden ist.

Alle wichtigen Kontaktstellen der Sicherung sind versilbert. Sie stehen unter dem Druck der gespannten Auslösefeder, der rd. 900 g beträgt.

4. Betriebserfahrung, Handhabung und Prüfvorschrift

Nach den bisher gemachten Erfahrungen in der Erprobungszeit hat sich die Sicherung gut bewährt. Dies wurde weitgehend durch die Präzision der Herstellung erreicht, die für die Sicherung verlangt wird. Es hat sich gezeigt, daß nur eine feinmechanische Fertigung und eine strenge Kontrolle das einwandfreie Funktionieren sicherstellt.

Wichtig für den Einsatz der Sicherung ist es, zu wissen, daß es sich hier wie bei der Rücklötsicherung um einen

Überstromautomaten von begrenzter Leistung handelt. Aus diesem Grunde sind in den technischen Vorschriften für die Sicherung auch die höchstzulässigen Stromstärken aufgenommen worden. Belastungen über diesen Werten führen zur Zerstörung und sichern keine einwandfreie Abschaltung. Die erprobten Widerstandswerte der Rücklötsicherung, die die vorgeschriebenen maximalen Auslösezeiten garantieren, wurden beibehalten, damit die vorhandenen Prüfeinrichtungen ohne Umstellung weiterverwendet werden können.

Für den Betrieb erscheint es zweckmäßig, wenn die ausgelösten Sicherungen gesammelt und von einer damit beauftragten Stelle, z. B. dem Nachtdienst, wieder instandgesetzt werden. Bei dieser Gelegenheit können die Heizwicklungen und die Widerstandswerte überprüft werden. Als Prüfgeräte seien die Sicherungsprüfeinrichtung SP 51 und der Prüfteil der Rücklötvorrichtung R 51 erwähnt [1]. Mit der Sicherungsprüfeinrichtung SP 51 können die Sicherungen auch im eingebauten Zustand geprüft werden.

In Tafel 2 sind die wichtigsten Daten für die Feinsicherungen F 49 zusammengestellt. Die Sicherung mit einer Auslösestromstärke von 1,2 A ist nicht erwähnt. Da sie praktisch den gleichen Widerstandswert wie die 1,5-A-Sicherung hat, kann sie durch eine solche ersetzt werden. Diese Sicherung hat bei einer Belastung mit nur 1,2 A eine entsprechend verzögerte Auslösung.

Tabelle 2. Elektrische Daten und Kennfarben für die Feinsicherung F 49

Nennstrom J_n A	Auslösestromstärke A	Max. Auslösezeit bei 20° C s	Spulenwiderstand Ω	Kennfarbe	Höchstzulässiger Überstrom A
0,1	0,2		27 ± 1,5	hellrot	
0,16	0,3		15 ± 1,5	schwarz	
0,3	0,5		5,0 ± 0,5	braun	
0,4	0,75		2,55 ± 0,15	gelb	
0,5	1,0	40	1,45 $^{0,07}_{\pm 0,05}$	weiß	$6 \times J_n$
0,8	1,5		0,5 ± 0,05	rot	
1,0	2,0		0,32 ± 0,03	hellgrau	
2,0	3,0		0,12 ± 0,02	grün	

Die Wirtschaftlichkeit der Feinsicherung F 49 liegt trotz des höheren Preises gegenüber den früheren Konstruktionen günstig, da durch den Wegfall der Rücklötung die Zahl der Auslösungen wesentlich steigt. Als vorläufige mittlere Auslösehäufigkeit werden 200 Auslösungen bei normalen Auslösebedingungen verlangt.

Die Einführung der Feinsicherung F 49 wird dazu beitragen, die Betriebssicherheit der Wählämter merklich zu erhöhen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *G. Bollmus:* Zweckmäßige Hilfseinrichtungen für die Amtspflege. FTZ 5 (1953), S. 204.

(Eingeg. 10. März 1953)

Sonderdruck

FTZ FERNMELDETECHNISCHE ZEITSCHRIFT · JAHRGANG 5, HEFT 11, NOVEMBER 1953 1

VERLAG FRIEDR. VIEWEG & SOHN, BRAUNSCHWEIG

Die Funkeinrichtungen der Langwellen-Telegrafiestation Mainflingen bei Aschaffenburg

Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt

Von **Eugen Meinel**, Darmstadt

Mit 8 Bildern

DK 621.396.71

Die Deutsche Bundespost hat für ihre europäischen Funktelegrafielinien und für die deutschen Presse- und Sportfunkdienste eine neue Langwellen-Funksendestelle in der Nähe von Mainflingen bei Aschaffenburg errichtet. Die Funkeinrichtungen dieser Großstation werden unter besonderer Berücksichtigung der Arbeitsweise der neuzeitlichen 50-kW-Telegrafiesender beschrieben. Zur Herabsetzung der Antennenrückwirkungen, die sich bei derartigen Langwellen-Sendestellen nicht ganz vermeiden lassen, und zur Senkung der Anlagekosten wurde der Weg der Mehrfachausnutzung der Sendeantennen beschritten.

A new long-wave telegraphic station has been set up by the Deutsche Bundespost at Mainflingen near Aschaffenburg, this station handling European radio telegraphy traffic and transmitting German press and sports news. A description is given of the wireless equipment of this station, the mode of operation of the modern 50 kW radiotelegraphic transmitters being dealt with more detailed. In order to reduce reactive effects of the antennas — being almost unavoidable in case of such long-wave stations — and to decrease establishment costs, antennas have been arranged for multiple transmission.

La Poste Fédérale allemande a installé un nouveau centre d'émission sur O. L. à proximité de Mainflingen (près de Aschaffenburg) destiné à l'écoulement du trafic sur leurs liaisons radiotélégraphiques en Europe d'une part, et aux émissions des agences de presse et des services de messages sportifs en Allemagne, d'autre part. On donne la description de l'appareillage radioélectrique de cette grande station avec indications détaillées sur le mode de fonctionnement des émetteurs modernes de 50 kW. Le choix du système d'antennes destiné à transmissions simultanées sur antenne commune, a été déterminé par l'effort de diminuer les effets réactifs des antennes émettrices, effets qu'il n'est pas possible d'éliminer entièrement en cas de telles stations à ondes longues, et par la nécessité d'une compression des frais.

A. Einleitung

Die Deutsche Reichspost setzte für den Funktelegrafiedienst und die gewerblichen Funkdienste (Presse-, Wirtschafts- und Sportfunkdienste) nach den Ländern Europas in erster Linie die Sender der Hauptfunkstelle Königswusterhausen ein. Bis Ende April 1945 waren hierfür 12 Langwellensender mit einer gesamten Senderleistung von 320 kW und fünf Kurzwellensender mit insgesamt 100 kW Antennenkreisleistung in Betrieb. Seit Kriegsende steht diese Funkstation für die Bundesrepublik Deutschland nicht mehr zur Verfügung. In den Jahren 1946 bis 1949 wurde daher ein 20-kW-Langwellen-Telegrafiesender der Hauptfunkstelle Norddeich-Radio für die Ausstrahlung der Nachrichten des „Deutschen Pressedienstes" (dpd) vorübergehend benutzt. Infolge der exzentrischen Lage von Norddeich-Radio wurden diese Nachrichten im süddeutschen Raum relativ ungünstig empfangen. Die Deutsche Bundespost entschloß sich daher zum Aufbau einer Langwellen-Telegrafiestation im Raum von Frankfurt a. Main, der wegen der zentralen Lage für die Aussendungen der europäischen Funkdienste besonders gut geeignet ist. Der ehemalige Einsatzflughafen Mainflingen bei Aschaffenburg wurde als sehr günstiges Aufbaugelände erkundet. Im Sommer 1949 wurden die ersten Aufbauarbeiten in Angriff genommen, und bereits ab 1. Januar 1950 konnte ein fahrbarer 20-kW-Langwellen-Telegrafiesender auf 125 kHz nach dem Tastverfahren von Siemens-Hell Nachrichten für das Deutsche Nachrichtenbüro „Dimitag" (Dienst mittlerer Tageszeitungen) ausstrahlen. Die ersten beiden stationären 60-kW-Langwellen-Telegrafiesender wurden am 1. Oktober 1950 bzw. am 1. Januar 1951 in Dienst gestellt. Im Laufe des Jahres 1952 konnten weitere vier Langwellen-Telegrafiesender von je 50 kW Oberstrichleistung dem Betrieb übergeben werden.

B. Technische Einrichtungen

Der Standort der neuen Langwellen-Telegrafiestation Mainflingen befindet sich etwa 10 km nordwestlich von Aschaffenburg mit einem 50 ha großen Antennengelände unmittelbar an der Straße zwischen Stockstadt und Seligenstadt (Hessen). Aus Bild 1 ist die Anordnung der beiden Senderhäuser, des Dieselhauses, der vier T-Antennen und der zwei Dreieckflächenantennen mit den zugehörigen Abstimmhäusern ersichtlich.

I. Das Senderhaus 1

Das Senderhaus 1 wurde im Frühjahr 1950 errichtet zur Aufnahme von zwei 60-kW-Telegrafiesendern der Firma Telefunken. Auf jeder Längsseite des sehr geräumigen Sendersaales von 17 m Länge und 15 m Breite steht ein Telegrafiesender der gleichen Bauweise. Bild 2 zeigt eine Gesamtansicht des 60-kW-Telefunkensenders. Auf diesem Bild sind von links nach rechts die Hochspannungsgleichrichter mit Reserve, die Sendervorstufen in Schrankbauweise, die Senderendstufe in offener Bauweise und im Vordergrund das Senderschaltpult zu sehen.

a) Die wichtigsten technischen Daten des 60-kW-Telegrafiesenders:

1. Frequenzbereich: 75 ... 150 kHz.
2. Toleranzen der Trägerfrequenz:
   $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ für Quarzsteuerung,
   $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ für Selbsterregung
   bei ± 6 % Netzspannungsschwankungen und einer Raumtemperatur zwischen + 15 und + 35° C.
3. Senderausgangsleistung: 60 kW.
4. Senderausgangsimpedanz: 60 Ohm unsymmetrisch.
5. Betriebsarten: A 1 (Hell), A 2.
6. Klirrfaktor bei A 2: höchstens 10 % bei m = 100 %.
7. Modulationsgrad der Fremdspannung: höchstens 1 %.
8. HF-Oberwellen: höchstens 200 mW.

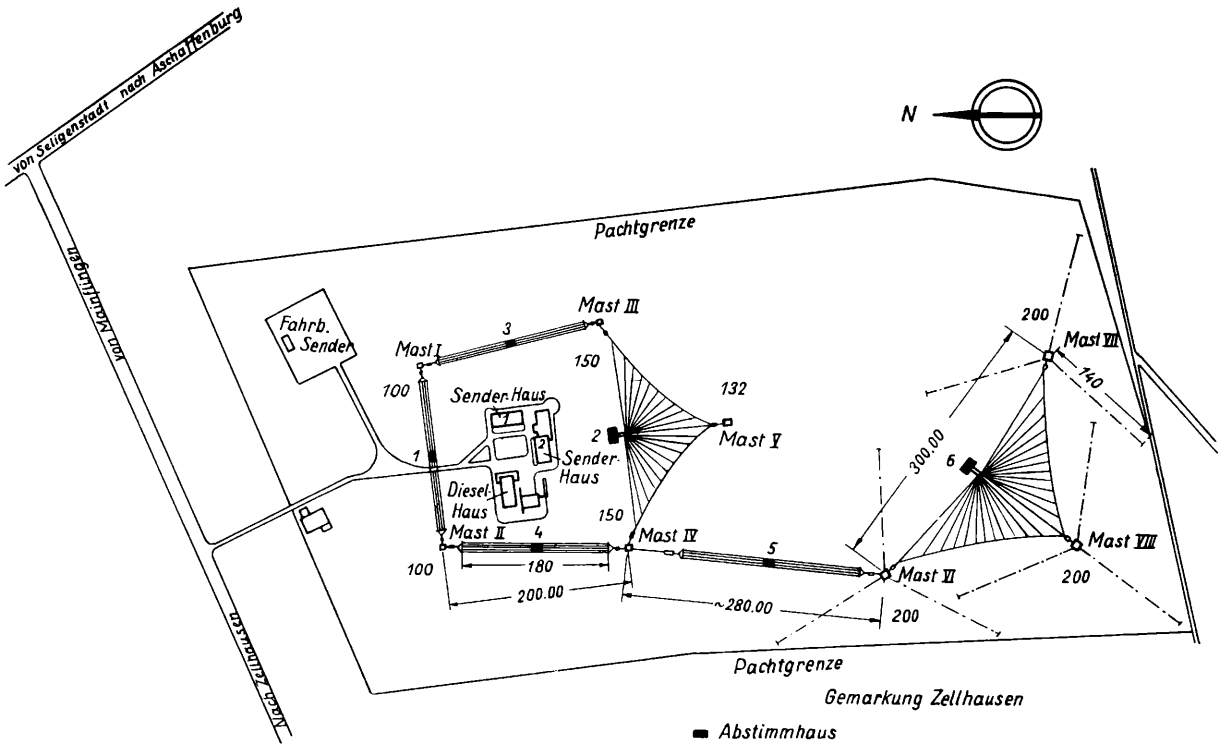


Bild 1. Antennenplan der Funksendestelle Mainflingen

b) Die Arbeitsweise des 60-kW-Telefunkensenders

Der Vorstufenschrank enthält den Quarzoszillator in *Heegner*schaltung, umschaltbar auf Selbsterregung, sowie drei Sendervorverstärker in Eintaktschaltung. Hierbei werden die ersten drei Senderstufen mit den Senderöhren EL 12 und die vierte Senderstufe mit zwei strahlungsgekühlten Senderöhren RS 684 in Parallelschaltung betrieben. Die Senderendstufe arbeitet dagegen in offener Bauweise mit zwei Wasserkühlröhren RS 558 in Gegentaktschaltung und ist umschaltbar auf zwei Reserveröhren. Zur besseren Siebung der HF-Oberwellen ist zwischen dem Anodenschwingkreis und dem Kabeleingangskreis ein Sekundärkreis geschaltet. Die Hochfrequenzenergie wird vom Senderausgang über ein dämpfungsarmes HF-Kabel von 60 Ohm Wellenwiderstand zum Antennenhaus geleitet. Mit einem HF-Leistungs- und Fehlanpassungsmesser nach *Buschbeck* wird am Senderausgang die Kabeldurchgangsleistung überprüft und die richtige Anpassung des Antennenkreises an den Senderausgang überwacht. Bei starken Verstimmungen des Antennenkreises wird der Sender durch das Abschaltgerät dieser Überwachungsanlage selbsttätig gesperrt und das wertvolle HF-Kabel vor Zerstörung durch unzulässig

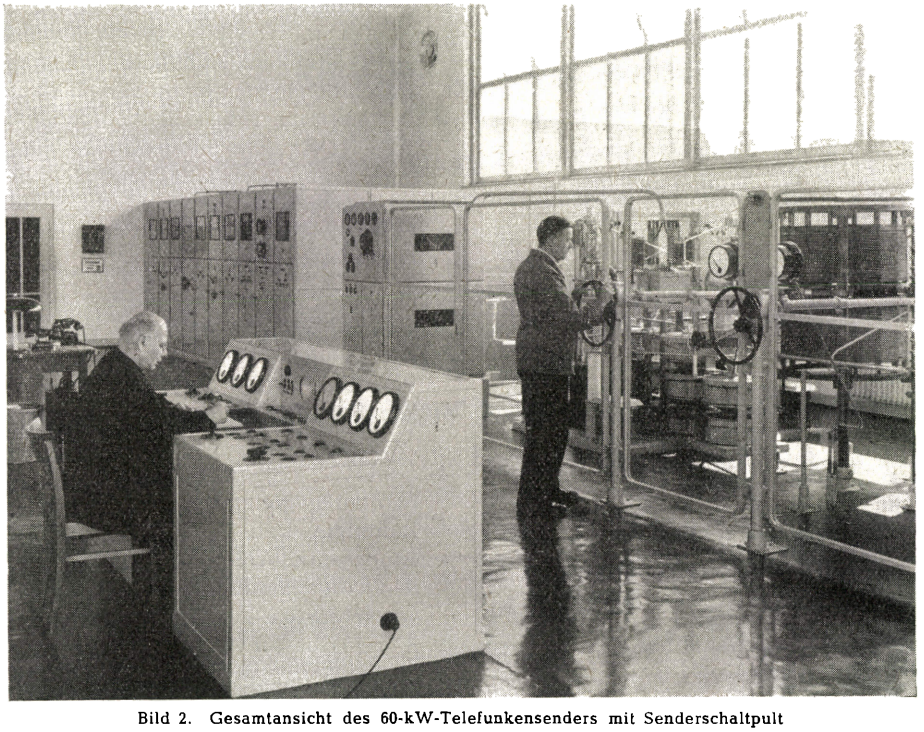


Bild 2. Gesamtansicht des 60-kW-Telefunkensenders mit Senderschaltpult

hohe Überspannungen infolge großer Fehlanpassung geschützt. Je ein Kreuzzeigerinstrument ist im Senderschaltpult und im Antennenhaus zur Anzeige der Senderleistung und der Fehlanpassung vorgesehen. Nach Beseitigung der Fehlanpassung läßt sich der Sender durch ein Wiedereinschaltgerät wieder in Betrieb nehmen.

Für kalorimetrische Leistungsmessungen wird der Senderausgang auf eine wassergekühlte künstliche Antenne von 60 Ohm Wirkwiderstand geschaltet. Die Röhren der Senderendstufe und die künstliche Antenne werden durch das destillierte Wasser der Einkreis-Kühlanlage gekühlt. Sie befindet sich im Keller und besteht aus dem Wassersammelbehälter, der Kreiselpumpe mit Antriebsmotor und Reserve, dem Wasserkühler mit Ventilator, den Strömungsmessern und dem Rohrleitungssystem mit den Absperrschiebern.

Die Stromversorgung umfaßt folgende Gleichrichter mit ihren Siebmitteln:

1. 11 kV gittergesteuerter Glühkathodengleichrichter für die Senderendstufe.
2. 2,5-kV-Glühkathodengleichrichter für die Senderstufe IV.
3. 110-V-Trockengleichrichter für die Gittervorspannungen.

Bei Störungsfällen in der Stromversorgung werden die Reservegleichrichter eingeschaltet.

Das Senderschaltpult enthält die Steuereinrichtungen zum Ein- und Ausschalten des Senders und seiner Hilfseinrichtungen sowie alle erforderlichen Meßgeräte zur Überwachung des Senders. So sind z. B. Fernsteuerungen für die Kühlanlage, die Feinabstimmung der Antenne und den Antennen-Erdungsschalter eingebaut. In übersichtlicher Weise sind die Meßgeräte für die Netzspannung, die Heiz-, Gitter- und Anodenspannungen, die Temperatur des Kühlwassers und die Antennenstrom-Rückmeldung angeordnet.

Bei den Abnahmemessungen wurden im gesamten Frequenzbereich Anodenwirkungsgrade der Senderendstufe von 72 bis 75 % und Gesamtwirkungsgrade des Senders von 55 bis 58 % erzielt. Bei 60 kW Oberstrichleistung belastet der Sender das 380-V-Drehstromnetz mit einer Scheinleistung von rd. 130 kVA mit einem $\cos \varphi$ von 0,83.

Die Hochspannungsanlage ist im Keller eingebaut und wird von einem 20-kV-Drehstromkabel gespeist. Zwei Umspanner mit einer Leistung von 200 bzw. 320 kVA decken den Leistungsbedarf der beiden 60-kW-Telegrafiesender und ihrer Hilfseinrichtungen. Zum Schutz der Umspanner gegen zu hohe Belastungen sind die notwendigen Trenn- und Leistungsschalter auf der Hochspannungsseite eingebaut.

Bei Netzausfall stehen bis zur Inbetriebnahme des Dieselhauses zwei fahrbare Dieselaggregate mit einer Generatorleistung von je 160 kVA zur Verfügung.

II. Das Senderhaus 2

Das Senderhaus 2 wurde für die Aufnahme von sechs Langwellen-Telegrafiesendern zu je 50 kW Oberstrichleistung geplant und im Frühjahr 1952 aufgebaut. Zunächst wurden nur vier Sender, und zwar je zwei Sender von Telefunken und C. Lorenz, aufgestellt und im Laufe des Jahres 1952 in Betrieb genommen. Aus Zweckmäßigkeitsgründen wurden die Hochspannungsgleichrichter und die Niederspannungs-Schaltanlagen im Erdgeschoß installiert, während die Sender in dem ausgedehnten Sendersaal von 32 m Länge und 12 m Breite stehen, der sich im Obergeschoß befindet. Bild 3 zeigt die Anordnung der vier Sender in ihrer geschlossenen Bauweise. Je zwei Sender von Telefunken stehen sich im Vordergrund und je zwei Sender von C. Lorenz im Hintergrund gegenüber. Jeder Sender besitzt ein Bedienfeld zum Ein- und Ausschalten, so daß man auf die Senderschaltpulte verzichten konnte.

Wegen der Größe des Sendersaales und des Geräusches der Luftkühleinrichtung wurde die Decke des Saales mit einem schalldämmenden Material ausgekleidet. Hierdurch konnte der sehr störende Nachhall vermieden werden.

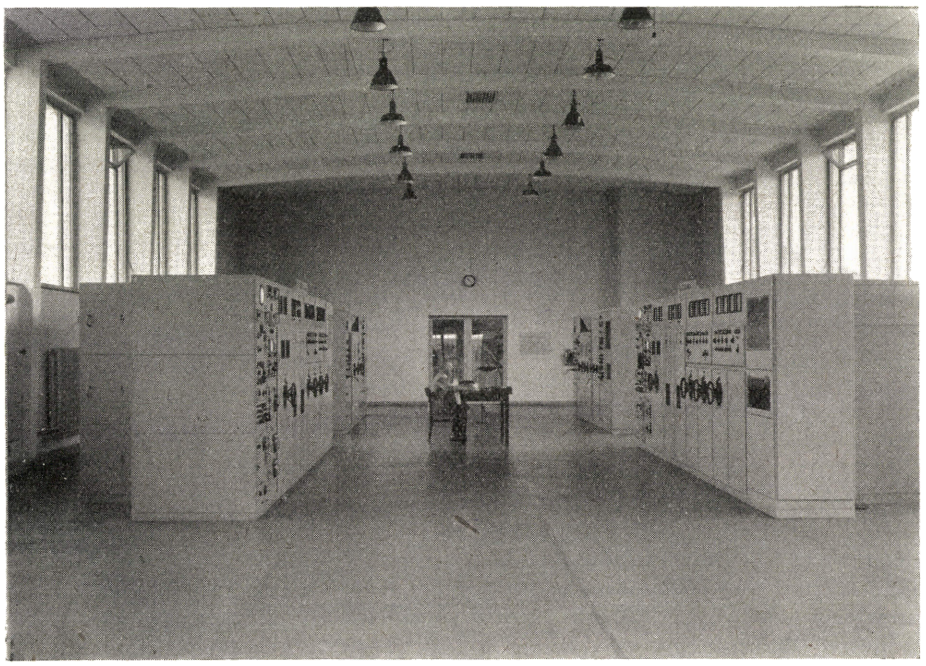


Bild 3. Gesamtansicht der vier 50-kW-Telegrafiesender

a) Die wichtigsten technischen Abnahmebedingungen des 50-kW-Telegrafiesenders:

1. Frequenzbereiche: 46 ... 125 kHz bei Telegrafie,
   75 ... 100 kHz bei Telefonie.
2. Toleranzen der Trägerfrequenz:
   $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ für Quarzsteuerung,
   $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ für Selbsterregung
   bei ± 6 % Netzspannungsschwankungen und einer Raumtemperatur zwischen + 15 und + 35° C.
3. Senderausgangsleistungen:
   50/25 kW bei Telegrafie,
   12,5/6,25 kW bei Telefonie.
4. Senderausgangsimpedanz: 60 Ohm unsymmetrisch.
5. Betriebsarten: A 1 (Hell), A 2 und A 3.
6. Tastung: Hart- oder Weichtastung. Ortstastung mit Gleichstrom und Ferntastung mit Gleich- oder Wechselstrom. Maximale Tastgeschwindigkeit 300 WpM.
7. Klirrfaktor bei A 2 und A 3: höchstens 10 % bei m = 100 %.
8. Modulationsgrad der Fremdspannung:
   höchstens 1 %,
   Modulationsgrad der Geräuschspannung:
   höchstens 2 ‰.
9. HF-Oberwellen: höchstens 200 mW.
10. Aufbau des Senders in Schrankform.
11. Luftkühlung der Endstufenröhre.

b) Die Arbeitsweise des 50-kW-Telefunken-Senders:

Der 50-kW-Telegrafiesender besteht aus vier Vorstufen und zwei Leistungsstufen und wird mit folgenden Röhren betrieben:

1. Steuervorsatz: a) 1. Quarzstufe für zwei Quarze und und eine Trennstufe mit je einer EF 14.
   b) 2. Quarzstufe in gleicher Ausführung.
   c) Selbsterregte Steuerstufe mit zwei REN 904 und eine Trennstufe mit einer EF 14.
2. Frequenzteiler im Verhältnis 12 : 1 mit zwei EDD 11.
3. Erster Vorverstärker mit einer EL 152 (Taststufe).
4. Zweiter Vorverstärker mit zwei EL 152.
5. Treiberstufe mit zwei strahlungsgekühlten Senderöhren RS 607 (Gitterspannungsmodulation).
6. Senderendstufe mit einer luftgekühlten Senderöhre RS 725, umschaltbar auf eine Reserveröhre.

Wegen der relativ hohen Forderungen an die Frequenzkonstanz wurden Mittelwellen-Steuerstufen gewählt, wie sie für die Rf-Sender verwendet werden. Sie arbeiten daher im Frequenzbereich 500 ... 1500 kHz. Hieraus leitet man durch Frequenzteilung im Verhältnis 12 : 1 mit Hilfe von Mitnahmegeneratoren den gewünschten Frequenzbereich 46 ... 125 kHz ab. Bei Außertrittfallen der Mitnahmegeneratoren wird der Sender gesperrt.

Bei Telefoniebetrieb wird der Gitterkreis der Treiberstufe spannungsmoduliert. Zur Durchmodulierung der HF-Steuerleistung von etwa 100 W benötigt man außer dem Kabelendverstärker einen dreistufigen Modulationsverstärker, dessen Endstufe mit drei RV 271 A bestückt ist. Zur Verbesserung des Klirrfaktors ist eine Gegenkopplung vom Ausgang der Treiberstufe über einen linearen HF-Gleichrichter auf den Eingang des dreistufigen Modulationsverstärkers vorgesehen. Der Gegenkopplungsgrad beträgt hierbei etwa 3,5 : 1. Durch Anwendung dieser Gegenkopplung konnte der Klirrfaktor bei 80 % Senderaussteuerung mit einem 800-Hz-Ton von 8,2 % auf 4,1 % und bei 100 % Senderaussteuerung von 11,5 % auf 7,3 % herabgesetzt werden. Die Gegenkopplung bewirkt außerdem eine beachtliche Verbesserung der linearen Verzerrungen und des Modulationsgrades der Geräuschspannung, der ohne Gegenkopplung zu 2,2 ‰ und mit Gegenkopplung zu 0,37 ‰ gemessen wurde.

Die Senderendstufe wurde mit der von Telefunken neu entwickelten, luftgekühlten UKW-Sendetriode RS 725 ausgerüstet, die eine scheibenförmige Gitterdurchführung besitzt. Bei Wellen über 50 m beträgt ihre Nutzleistung 80 kW und bei der 3-m-Welle noch 25 kW. Diese Röhre wird mit einem Sauglüfter gekühlt, da er wesentlich geräuschloser arbeitet als ein Drucklüfter. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß man bei gleichzeitiger Kühlung der gesamten Senderendstufe diese nicht unter Unterdruck setzen darf, da sie hierbei trotz der Gummidichtung der Tür zu stark verstaubt. Hierdurch können Überschläge an verschiedenen Bauteilen der Senderendstufe verursacht werden. Diesem Saugluftsystem ist das Verfahren der kombinierten Saug- und Druckluftkühlung vorzuziehen, bei dem ein zusätzlicher Drucklüfter kleiner Leistung für einen geringen Überdruck in der Senderendstufe sorgt.

Die Stromversorgung des Senders besteht aus folgenden Gleichrichtern mit ihren Siebmitteln:

12-kV/8,3-A-Anodengleichrichter mit sechs Röhren S 15/40 in *Grätz*schaltung für die Treiber- und Senderendstufe.

1-kV/1-A- und 500-V/4-A-Anodengleichrichter für die beiden Sendervorverstärker und den Modulationsverstärker.

Durch losere Ankopplung des Antennenkreises an den Senderausgang läßt sich die Oberstrichleistung des Telegrafiesenders von 50 kW auf 25 kW reduzieren. Diese Leistungsherabsetzung ist für Netzausfälle vorgesehen, um eine Überlastung der Dieselgeneratoren der Ersatzstromanlage zu vermeiden.

Nach den Sicherheitsvorschriften des Senderpflichtenheftes der Deutschen Bundespost müssen alle Hochspannungen mit gut sichtbaren Trennmessern oder mit anderen sicheren Maßnahmen vom Sender ferngehalten werden können, um Überholungsarbeiten am Sender ohne Lebensgefahr verrichten zu können. Bisher hatte man bei den Großsendern der Deutschen Post die Trennmesser an der Wand des Sendersaales in mindestens 2,5 m Höhe angeordnet, damit sich das Senderpersonal vor Beginn der Reparatur- und Reinigungsarbeiten im Sender durch einen Blick auf diese Trennmesser selbst davon überzeugen konnte, ob die Trennmesser gezogen sind und dadurch der Sender spannungsfrei ist. Bei den neuen 50-kW-Telefunken- und Lorenz-Sendern sind dagegen die hochspannungführenden Trennschalter jeweils in einem neben dem Sender aufgestellten Schrank untergebracht, da die schmalen Wandpfeiler des Sendersaales eine Anbringung der Trennmesser nicht ermöglichten. Diese Hochspannungs-Trennschalter arbeiten nach dem

Schubtrennschaltersystem, das die Firma Schimon entwickelte. Bild 4 zeigt die Konstruktion dieser einpoligen Schubtrennschalter. Auf zwei Isolierstützern

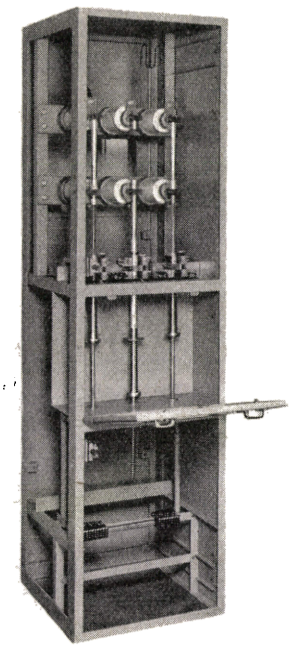


Bild 4. Schrank mit drei einpoligen Hochspannungs-Schubtrennschaltern der Firma Schimon

sind versilberte, geschlitzte Rohrkontaktmäuler angeordnet, die zur Kontaktgabe durch eine schiebbare versilberte Kontaktstange aus Hartmessing miteinander verbunden werden. Die Kontaktstange wird durch einen Plexiglasstab isoliert, der von einem geerdeten Metallrohr-Handgriff betätigt wird. Auf dem Bild sieht man den mittleren Trennschalter im gezogenen Zustand und die beiden äußeren Trennschalter im Betriebszustand. In Höhe der Trennschalter sind Fenster auf der Vorder- und Rückseite des Schrankes vorgesehen.

Die dreifeldrige Niederspannungs-Schalttafel mit Netzschalter, Schutzschalter und Blockierungseinrichtung steht ebenfalls im Gleichrichterraum. Für HF-Leistungsmessungen ist eine luftgekühlte künstliche Antenne von 60 Ohm Wirkwiderstand im Gleichrichterraum aufgestellt, die aus *Schniewindt*bändern besteht und von Telefunken geliefert wurde. Mit dieser Antenne wurden die Senderleistungen gemessen und hieraus die Wirkungsgrade berechnet. Bei den Abnahmemessungen am 50-kW-Telefunkensender erzielte man sehr günstige Anodenwirkungsgrade der Senderendstufe von 76 bis 84 % infolge ihres C-Betriebes. Bei Herabsetzung der Senderleistung von 50 auf 25 kW bleibt der Anodenwirkungsgrad der Senderendstufe praktisch konstant. Der Gesamtwirkungsgrad des Senders wurde bei 50 kW Oberstrichleistung zu 57 bis 62 % ermittelt und sinkt bei 25 kW Oberstrichleistung auf etwa 50 % herab. Dem 380-V-Drehstromnetz werden hierbei Scheinleistungen von 86 bzw. 53 kVA entnommen bei einem sehr günstigen Leistungsfaktor von 0,96. Wird der Telegrafiesender mit der Punktschleife getastet, dann betragen die entsprechenden Netzleistungen rd. 60 bzw. 45 kVA. Bei Tastung des Senders mit der Hell-Schleife benötigt man noch geringere Netzleistungen von nur rd. 50 bzw. 36 kVA.

c) Die Arbeitsweise des 50-kW-Lorenzsenders

Der 50-kW-Lorenzsender setzt sich aus folgenden Stufen zusammen:

1. Steuervorsatz: a) Quarzstufe für vier Quarze mit dem Frequenzbereich 500 ... 1500 kHz.
   b) Selbsterregte Steuerstufe mit dem Frequenzbereich 1000 ... 3000 kHz und eine Frequenzhalbierungsstufe.
2. Dreistufiger Frequenzteiler im Verhältnis 2 : 1, 2 : 1 und 3 : 1.
3. Amplitudenbegrenzer.
4. Tast- und Modulationsstufe mit 1 Watt HF-Ausgangsleistung an 60 Ohm.
5. Erster Leistungsverstärker mit einer Pentode RS 1003.
6. Treiberstufe mit einer strahlungsgekühlten Tetrode RS 1002.
7. Senderendstufe mit einer luftgekühlten Triode RS 1031, umschaltbar auf eine Reserveröhre.

Die Steuerstufen besitzen die hohen Frequenzkonstanzen wie bei den Mittelwellen-Rundfunksendern. Die drei Frequenzteilerstufen arbeiten in der aperiodischen Relaxationsteilerschaltung, die den Vorteil hat, daß ein Außertrittfallen nicht auftreten kann. Da diese Teilerstufen jedoch bei etwaigem Ausfall der Steuerstufe selbsterregt weiterschwingen und hierbei kurzzeitige Störimpulse erzeugen, mußten entsprechende Maßnahmen zur Verhinderung der Abstrahlung dieser Störimpulse über die Sendeantenne getroffen werden. Sie bestehen darin, daß bei Ausfall der Steuerstufe der

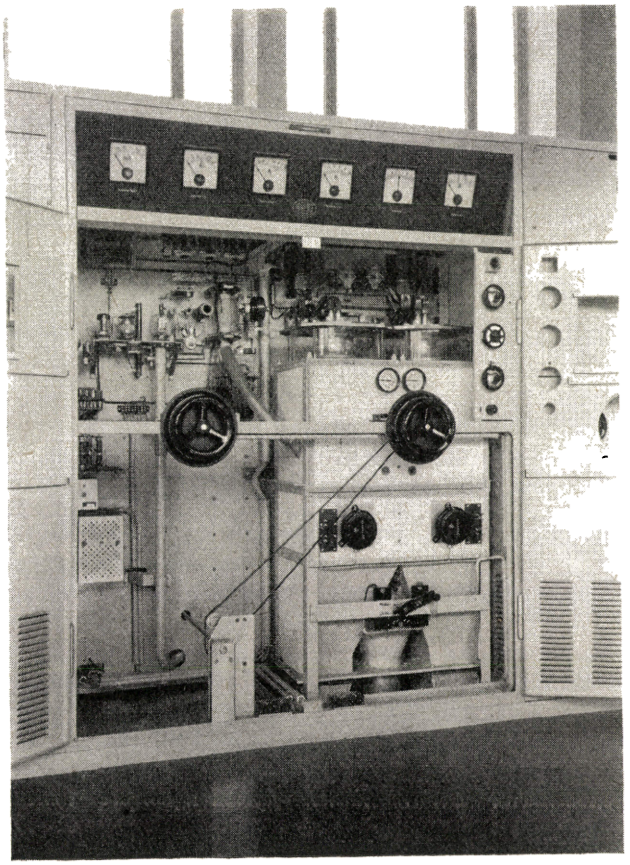


Bild 5. Dreistufiger Leistungsverstärker des 50-kW-Lorenzsenders

Sender gesperrt wird. Die drei Leistungsstufen des Hauptsenders sind mit Senderöhren der Firma Siemens & Halske ausgerüstet und arbeiten ebenfalls aperiodisch. Ihre HF-Oberwellen müssen zur Einhaltung der 200-mW-Leistungsbedingung durch ein mehrkreisiges Bandfilter, das aus Π-Gliedern besteht, am Senderausgang sehr stark unterdrückt werden. Die aperiodische Verstärkerschaltung ermöglicht einen sehr schnellen Wellenwechsel innerhalb von wenigen Minuten. Der Hauptsender läßt sich hierbei durch ein einziges Handrad auf den gewünschten Teilfrequenzbereich unter gleichzeitiger Änderung des Bandfilterbereiches umschalten. Aus Bild 5 ist der sehr raumsparende Aufbau des dreistufigen Leistungsverstärkers ersichtlich. Auf der linken Seite des Bildes sieht man die kleine Pentode RS 1003, deren Ausgangsleistung etwa 100 Watt beträgt, und die strahlungsgekühlte Tetrode RS 1002 der Treiberstufe mit etwa 900 Watt Ausgangsleistung. Auf der rechten Seite erkennt man die Kammer für die Luftkühlung der Endstufenröhre RS 1031 L und der Reserveröhre. Dieser Röhrentyp läßt sich für Frequenzen bis 30 MHz verwenden und liefert eine Nutzleistung von 50 kW. Auf der oberen Frontplatte sind die wichtigsten Überwachungsinstrumente des Hauptsenders, z. B. die Gitter- und Anodengleichstrominstrumente, übersichtlich angeordnet. Während die Leistungsstufen der alten Langwellen-Telegrafiesender sehr viel Platz für die offene Bauweise ihrer großen Schwingkreise benötigten, sind dagegen die drei aperiodischen Leistungsstufen des 50-kW-Lorenzsenders auf engstem Raum im Senderschrank eingebaut und nach außen gut abgeschirmt. Bei dieser geschlossenen Bauweise der Leistungsstufen können daher unerwünschte Rückwirkungen der vier Sender untereinander, im Gegensatz zur offenen Bauweise, nicht auftreten. Die Firma Lorenz verwendet für die Bandfilterkreise ihre raumsparenden Glimmerkondensatoren.

Die Gleichrichteranlage besteht aus folgenden Gleichrichtern mit ihren Siebmitteln:

Gittergleichrichter für — 250 V/2,2 A und — 350 V/0,3 A,
Schirmgittergleichrichter für 450 V/0,6 A,
Anodengleichrichter für 3,5 kV/1 A,
Anodengleichrichter für 13 kV/6 A mit sechs Gleichrichterröhren vom Typ S 15/40.

Außerdem steht im Gleichrichterraum die Starkstromschaltanlage des Senders mit Relaisfeld, Hauptschaltfeld, Automatenfeld und Fernschaltfeld.

Bei der Senderabnahme wurden Anodenwirkungsgrade der Senderendstufe von 72 bis 80 % ermittelt. Infolge der aperiodischen Leistungsverstärkerschaltung ist der Gesamtwirkungsgrad des Senders bei 50 kW Oberstrichleistung äußerst günstig und beträgt 60 bis 66 %, während er bei 25 kW Oberstrichleistung auf etwa 56 % absinkt. Das 380-V-Drehstromnetz wird hierbei mit etwa 83 kVA bzw. 45 kVA belastet. Es konnte der sehr günstige Leistungsfaktor von 0,96 erzielt werden. Bei Tastung des auf 25 kW Oberstrichleistung eingestellten Telegrafiesenders mit einer Punktschleife beträgt die Scheinleistung des Netzes nur noch 31 kVA. Dieser sehr geringe Leistungsbedarf ist für den Notbetrieb mit dem Dieselgenerator sehr vorteilhaft. Auch beim Lorenzsender läßt sich die Senderleistung durch Änderung der Kabelanpassung von 50 kW auf 25 kW herabsetzen.

d) Antennenwahlschalter

Der Antennenwahlschalter von je etwa 2 m Breite und Höhe wurde nach den konstruktiven Vorschlägen des Fernmeldetechnischen Zentralamtes von der Firma Schimon gebaut und in einer Nische des Sendersaales aufgestellt. Er ist für die wahlweise Schaltung von 10 Sendern auf 12 Antennen einschließlich einer künstlichen Antenne bemessen und arbeitet nach dem System des Kreuzschienenverteilers. Bild 6 zeigt die Gesamtansicht des Antennenwahlschalters ohne Frontplatte. Hinter den 12 vertikalen HF-Energieschachtleitungen für die Antennen liegen horizontal die

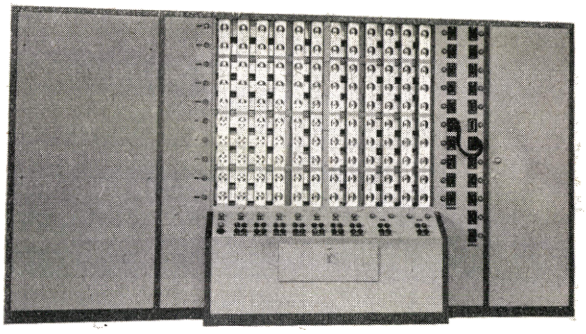


Bild 6. Antennenwahlschalter der Firma Schimon für 10 Sender und 12 Antennen

10-HF-Energieschachtleitungen für die Sender. Diese Außenleiter bestehen aus gezogenem Aluminium und besitzen einen quadratischen Querschnitt von 80 mm Seitenlänge und 5 mm Wandstärke. Der Innenleiter ist dagegen ein versilberter Vierkantkupferstab von 23 mm Seitenlänge, der in entsprechenden Abständen durch Trolitulscheiben gegen den Außenleiter isoliert ist. Auf Bild 6 sind die hinter den kreisförmigen Aussparungen der vertikalen und horizontalen Außenleiter liegenden Kreuzungen der Innenleiter zu sehen. An einer Kreuzungsstelle können die beiden Innenleiter durch einen Stecker, dessen versilberter Kupferbolzen ein 10-mm-Gewinde besitzt und durch einen Handgriff aus Plexiglas isoliert ist, elektrisch miteinander verbunden werden. Der Stecker betätigt gleichzeitig ein Blockierungsrelais, das auf der Rückseite des Antennenwahlschalters angeordnet ist und dafür sorgt, daß jeweils nur ein Sender auf die gewünschte Antenne geschaltet werden kann. Auf diese Weise wird eine Parallelschaltung der Sender vermieden, durch die sonst infolge unzulässig hoher Strom- und Spannungsbelastungen Teile des Antennenwahlschalters und das angeschlossene HF-Energiekabel zerstört werden könnten. Die Sender selbst würden hierbei durch Ansprechen ihres Verstimmungsschutzes vor Schaden bewahrt. Diese HF-Energieschachtleitungen besitzen einen Wellenwiderstand von 60 Ohm zum Anschluß an die HF-Sendekabel vom Typ 7,5/33 der Firma Felten & Guilleaume. Die Durchschaltung der Betriebssender auf die entsprechenden Antennen wird durch Glimmlampen angezeigt, die über kapazitive Spannungsteiler an den Wahlschalter angekoppelt sind. Wie aus Bild 6 hervorgeht, sind die Glimmlampen für die 10 Sender in einer Vertikalreihe links vom Wahlschalter und die Glimmlampen für die 12 Antennen in der obersten Horizontalreihe des kleinen Pultes übersichtlich angeordnet.

Rechts vom Wahlschalterfeld ist ein Schaltfeld mit Steckerverbindungen für die zu den Antennenhäusern führenden Steuerleitungen vorgesehen. Sie werden z. B. für die Fernsteuerung des Antennen-Erdungsschalters und der Feinabstimmung der Antennenspule sowie für die Rückmeldung des Antennenstromes benötigt.

e) Meß- und Überwachungsgeräte

Die Arbeitsweise der sechs Telegrafiesender wird durch eine zentrale Überwachungsanlage, die im Meßraum neben dem Sendersaal des Senderhauses 2 aufgestellt ist, laufend kontrolliert. Sie besteht zur Zeit aus folgenden Einrichtungen:

1. Philips-Allwellenempfänger mit Anschluß an einen Morseschreiber bzw. Hellschreiber.
2. Hellgeber mit Tastenlocher sowie Rufzeichengeber.
3. Fernschreibmaschine für die Verbindung mit der Betriebszentrale im Fernamt Hamburg.
4. Pegelmesser zum Einpegeln der ankommenden Tastleitungen, die in einem Schaltfeld zusammengefaßt sind.

Der Hellgeber wird in Störungsfällen eingesetzt, z. B. bei Störung der Tastleitungen, um von der Funksendestelle Mainflingen aus „Nachrichten an mehrere Empfänger" direkt durchgeben zu können.

Außerdem wird die Firma Siemens & Halske umfangreiche Sender-Meß- und Überwachungseinrichtungen liefern, die in ein sechsbuchtiges Meßgestell eingebaut werden und aus folgenden Geräten bestehen:

1. Linearer HF-Meßgleichrichter mit NF-Teil.
2. Linearer Aussteuerungsmesser mit Lichtzeigerinstrument.
3. Klirrfaktormesser für den Meßbereich 1 ... 50 v. H. mit Tongenerator für die Meßfrequenzen 60, 800, 2400 und 5000 Hz.
4. Pegelsender mit dem Frequenzbereich 30 ... 20 000 Hz und Pegelmesser für den Meßbereich — 4 ... + 3,5 N.
5. Fremd- und Geräuschspannungsmesser.
6. Röhrenvoltmeter für den Meßbereich 14 mV ... 26 V im Frequenzbereich 30 Hz ... 600 kHz.
7. Kathodenstrahloszillograph.
8. 3 Leitungsendverstärker.
9. 3 Verteilerfelder für 24 ankommende Tastleitungen und 8 zu den Sendern abgehende Leitungen.
10. HF-Buchsenfeld und NF-Buchsenfeld.

Der lineare Aussteuerungsmesser ist in Prozent und in Neper geeicht und kann wahlweise an den Sendereingang oder an den NF-Teil des linearen HF-Meßgleichrichters zur Überwachung des Senderausgangs geschaltet werden. Hierbei wird der HF-Meßgleichrichter über das HF-Buchsenfeld wahlweise an die verschiedenen Senderausgänge angekoppelt. Mit dem Pegelsender und dem Pegelmesser werden die linearen Senderverzerrungen bei Telefoniebetrieb gemessen. Nach den Bedingungen des Senderpflichtenheftes der Deutschen Bundespost dürfen die Amplitudenabweichungen gegenüber der Bezugsamplitude des 800-Hz-Tones im Frequenzbereich 300 ... 2500 Hz höchstens 10 % und in den Frequenzteilbereichen 100 ... 300 Hz sowie 2500 ... 4000 Hz höchstens 20 % betragen.

Durch die regelmäßige Überprüfung der Betriebssender mit den hochwertigen Meßgeräten wird eine hohe Übertragungsgüte der Langwellen-Telegrafiesender in Mainflingen gewährleistet.

III. Antennenanlage

An Hand des Antennenplanes in Bild 1 wurde bereits erläutert, daß die Funksendestelle Mainflingen über vier T-Antennen und zwei Dreieckflächenantennen verfügt. Diese Antennen sind zwischen acht Masten von 100 ... 200 m Höhe verspannt. Die beiden 100 m hohen Gittermaste wurden von der Firma C. H. Jucho, Dortmund, aus vorhandenen Beständen umgebaut und bereits im Sommer 1949 zur Inbetriebnahme eines fahrbaren 20-kW-Langwellen-Telegrafiesenders mit einer T-Antenne errichtet. Die übrigen Maste, und zwar ein 132 m hoher Mast, zwei 150 m hohe Maste sowie drei 200 m hohe Gittermaste, wurden von der Firma Hein, Lehmann & Co., Düsseldorf, geliefert. Die wichtigsten technischen Daten dieser Maste und ihrer elektrischen Isolierungen, z. B. Eigengewicht des Mastes, Normalkraft am Mastfuß, resultierender Spitzenzug, Prüflast des Fußisolators usw., sind in Tabelle 1 zusammengefaßt. Alle Maste sind unter 120° nach drei Richtungen horizontal verspannt mit Ausnahme des 132 m hohen Mastes, der unter 90° nach vier Seiten verankert ist. Durch die Seilkräfte der Abspannungen erhöht sich die Normalkraft am Mastfuß auf den 2,5- bis 3fachen Wert des Mastgewichtes. Die keramischen Fußisolatoren müssen daher sehr große Dauerbelastungen aushalten und werden bei der Prüfung auf Bruchsicherheit einer mehrfachen Prüflast von z. B. 200 ... 300 Tonnen während einer Zeit von 15 Minuten unterworfen. Für Lasten bis zu 100 Tonnen bestehen diese Druckkörper aus massivem, zylindrischem Keramikmaterial, das entweder glatt zylindrisch oder nach außen schwach gewölbt ist. Zur Verhinderung von HF-Glimmerscheinungen zwischen Isolator und Armatur müssen die plangeschliffenen Auflageflächen metallisiert werden. Die Fußisolatoren der 150 und 200 m hohen Maste dagegen haben wegen der hohen Druckbelastungen über 100 Tonnen die Form eines Hohlkegels mit einer Höhe von 50 cm und einer Wandstärke von 5 cm. Sie wurden von der Firma Stemag, Holenbrunn im Fichtelgebirge geliefert und bestehen aus Steatit. Obwohl diese Gittermaste nur als Antennenstützpunkte dienen, müssen sie aus hochfrequenztechnischen Gründen an ihren Fußpunkten gegen Erde isoliert werden, da sonst durch ihre Erdung die effektive Antennenhöhe herabgesetzt wird. Denn die Maste werden durch Strahlungskopplung von den Sendeantennen elektrisch erregt und leiten bei der Erdung beträchtliche Hochfrequenzenergien zur Erde ab. Bei Speisung der ersten Dreieckflächenantenne mit 60 kW Antennenkreisleistung wurde z. B. am isolierten Fußpunkt des 132 m hohen Mastes eine induzierte HF-Spitzenspannung von 9 kV bei 106 kHz Trägerfrequenz gemessen, die sich auf 14 kV bei 80 kHz Trägerfrequenz erhöhte.

Tabelle 1. Die wichtigsten technischen Daten der Maste

Masthöhe m	Zahl der vertikalen Abspannungen	Resultierender Spitzenzug t	Eigengewicht des Mastes t	Normalkraft am Mastfuß t	Prüflast des Fußisolators t	Nutzlast der Gehängeisolatoren t
100	3	2,5	16,5	51	—	13,7
132	4	1,25	18	52	200	8,8
150	4	3,6	42	105	300	17,1
200	5	4,75	64	158	300	24

Aus dem gleichen Grunde müssen die Pardunenseile in Abschnitte unterteilt und gut isoliert werden. Hierfür verwendet man bei den 100 und 132 m hohen

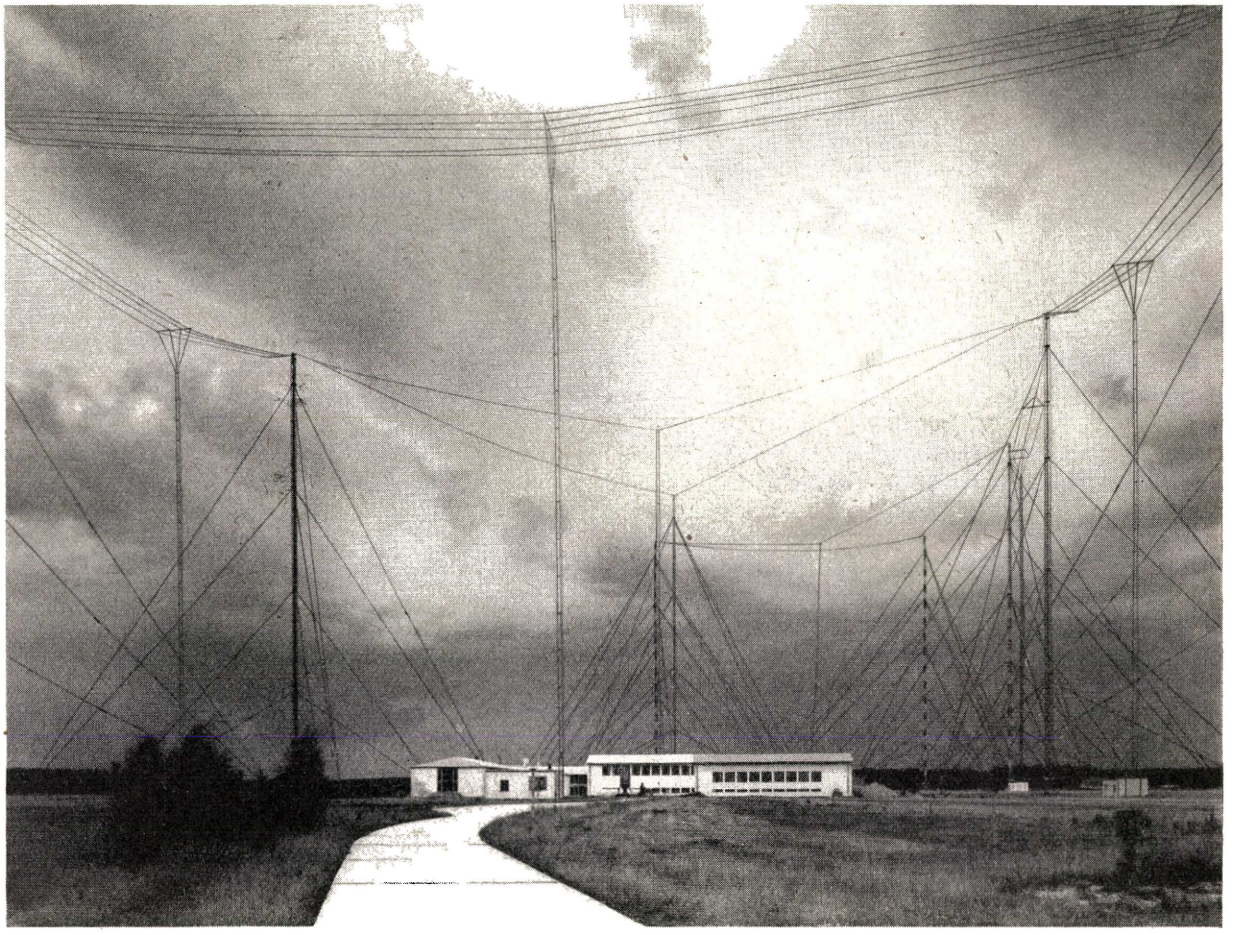


Bild 7. Gesamtansicht der Funksendestelle Mainflingen

Masten Eierketten und bei den höheren Masten Gurtbandisolatoren.

Bei der Planung der 200 m hohen Maste für die zweite Dreieckflächenantenne wurden Gitterkonstruktionen mit einer vierfachen bzw. fünffachen vertikalen Abspannung vorgeschlagen. Die statischen Berechnungen und Kostenvoranschläge ergaben, daß die technische Lösung mit der fünffachen Mastabspannung wesentliche Vorteile gegenüber der Ausführung mit der vierfachen Abspannung besitzt. Hierbei lassen sich etwa 15 % des Mastgewichtes und etwa 9 % der Gesamtkosten eines 200-m-Mastes einschließlich seiner Fundamente einsparen.

In Bild 7 ist die Gesamtansicht der Funksendestelle Mainflingen mit ihren Funkmasten dargestellt. Links vom Zufahrtsweg ist die Seitenfront des Senderhauses 1, in der Mitte die Vorderfront des Senderhauses 2 und rechts das Dieselhaus zu sehen. Vor den beiden Senderhäusern steht das Antennenhaus für die kleinste T-Antenne. Die T-Antennen selbst sind auf dem Bilde nur sehr schwer zu erkennen.

a) Die Abstimmung und Anpassung der T-Antennen

Die Hochfrequenzenergien der Sender werden über sehr dämpfungsarme HF-Kabel der Firma Felten & Guilleaume vom Typ 7,5/33, Wellenwiderstand 60 Ohm, zu den Antennenhäusern geleitet. Diese Koaxialkabel besitzen Vollisolierung aus Oppanol sowie Bleimantel mit Korrosionsschutz und Bewehrung für die Erdverlegung. Bei 100 kHz Trägerfrequenz können sie mit einer Dauerleistung von mehr als 300 kW belastet werden und zeichnen sich durch eine sehr geringe Dämpfung von weniger als 0,04 N/km aus.

Die T-Antenne wird mit Hilfe der X_K-Schaltung auf die jeweilige Betriebsfrequenz abgestimmt und an den Senderausgang von 60 Ohm angepaßt, wobei der Koppelwiderstand X_K der geometrische Mittelwert zwischen Antennenwiderstand R_A und Wellenwiderstand Z des Senderkabels ist.

Da der gegenseitige Abstand der T-Antennen relativ gering ist im Vergleich zu den Betriebswellen $\left(< \frac{\lambda}{10}\right)$, müssen gewisse Antennenkopplungen in Kauf genommen werden. Sie können Kreuzmodulationseffekte in den Senderendstufen hervorrufen und dadurch die Ausstrahlung von unerwünschten HF-Nebenwellen verursachen. Diese Effekte lassen sich durch den Einbau von sehr trennscharfen Sperrkreisen in die Kabelausgangskreise vermeiden. Das Problem der Antennenrückwirkungen wurde eingehend untersucht mit dem Ergebnis, daß zwischen benachbarten Betriebsfrequenzen f_1 und f_2 ein relativer Mindestabstand $\frac{f_1 - f_2}{\frac{1}{2}(f_1 + f_2)} > 10\,\%$ eingehalten werden muß, um diese Rückwirkungen in erträglichen Grenzen zu halten. Bei geringeren Frequenzabständen treten sehr starke Störströme in den Antennenabstimmitteln und den HF-Kabeln auf, durch die diese wertvollen Bauteile zerstört werden können. Aus diesem Grunde wurde besonderer Wert auf die Einhaltung der Mindestabstände gelegt und der Funksendestelle Mainflingen die in

Tabelle 2 aufgeführten Betriebsfrequenzen zugeteilt. Sie enthält die bisherigen Betriebsfrequenzen und die gemäß dem Internationalen Wellenplan ab 15. August 1953 zugelassenen Betriebsfrequenzen.

Tabelle 2. Die Betriebsfrequenzen der Funksendestelle Mainflingen

bis 14. 8. 1953 kHz	ab 15. 8. 1953 kHz
46,45	46,25
64,2	64,2
74,5	77,5
94,9	97,1
103,4	106,2
125,0	123,7

Die zwischen den beiden 100 m hohen Masten verspannte T-Antenne besitzt gegenüber den übrigen drei T-Antennen die geringste effektive Antennenhöhe von etwa 75 m und wird daher mit der höchsten Trägerfrequenz von 125 kHz betrieben. Bei 20,5 kW Antennenkreisleistung beträgt hierbei der Antennenstrom 77 A. Hieraus berechnet sich der gesamte Antennenwirkwiderstand zu 3,46 Ohm und bei der Trägerfrequenz 125 kHz ein Strahlungswiderstand von 1,5 Ohm. Diese T-Antenne besitzt daher bei der Trägerfrequenz 125 kHz einen Wirkungsgrad von etwa 43 % und strahlt bei 20 kW Antennenkreisleistung immerhin noch 8,6 kW ab.

b) Die Doppelspeisung der Dreieckflächenantennen

Zur Einschränkung der unvermeidlichen Antennenrückwirkungen und gleichzeitig zur Ersparung von Antennenanlagen wurde der Weg der Mehrfachausnutzung einer Sendeantenne beschritten. Dieses Verfahren wird bereits bei den Rundfunksendern im Mittelwellenbereich erfolgreich angewandt. Für die Funksendestelle Mainflingen sind zwei Dreieckflächenantennen mit Doppelspeisung vorgesehen. Die erste Dreieckflächenantenne ist zwischen den beiden 150 m hohen Masten und dem 132 m hohen Mast aufgehängt und wird auf den Betriebsfrequenzen 74,5 und 103,4 kHz betrieben. Die zweite Dreieckflächenantenne ist zwischen den drei 200 m hohen Masten verspannt und wird demnächst auf den Frequenzen 46,25 und 64,2 kHz in Betrieb genommen. Die wichtigsten technischen Daten der beiden Dreieckflächenantennen sind:

1. Dreieckflächenantenne der Firma Telefunken
   Mastabstände: 250 und 175 m,
   Tragseile aus Bronze 13,5 mm ϕ,
   21 Füllseile aus Bronze 6,5 mm ϕ,
   kreisförmige Reusenniederführung aus 6 Bronzedrähten,
   Durchhang der Antenne im Speisepunkt ca. 25 m.
2. Dreieckflächenantenne der Firma C. Lorenz
   Mastabstände: 300 und 210 m,
   Tragseile aus Stahl-Alu 20 mm ϕ,
   23 Füllseile aus Stahl-Alu 8 mm ϕ,
   kreisförmige Reusenniederführung aus 6 Drähten,
   Gewicht der Antenne mit Reuse, jedoch ohne Eislast, ca. 1800 kg.

Beide Dreieckflächenantennen sind durch Doppelgehänge, die aus je zwei parallel geschalteten Langstabisolatoren bestehen, gegenüber ihren Stützpunkten isoliert. Diese Isolatoren können mit bis zu 3 t Nutzlast beansprucht werden.

Das grundsätzliche Schaltbild der Doppelspeisung der ersten Dreieckflächenantenne mit den Betriebsfrequenzen 74,5 und 103,4 kHz ist in Bild 8 dargestellt. Analog den T-Antennen wird die Dreieckflächenantenne mit Hilfe der X_K-Schaltung an die Senderausgänge von je 60 Ohm angepaßt. Zur Entkopplung der beiden Sender und zur Vermeidung von Kreuzmodulation durch die benachbarten Betriebsfrequenzen 64,2 und 125 kHz sind Sperrkreise für 64,2 und 103,4 kHz im Kabelausgangskreis des auf 74,5 kHz betriebenen Senders und Sperrkreise für 74,5 und 125 kHz im Antennen- bzw. Kabelausgangskreis des auf 103,4 kHz arbeitenden Senders eingebaut. Für die Betriebsfrequenz 103,4 kHz wirkt der 74,5-kHz-Sperrkreis kapazitiv und der 125-kHz-Sperrkreis induktiv. Ihre Blindwiderstände werden durch die Serienschaltung der Spule L_S bzw. des Kondensators C_S für die Betriebsfrequenz 103,4 kHz kompensiert. Zur Herabsetzung der Spannung am 74,5-kHz-Sperrkreis wird die Antennenspule L_V als gemeinsame

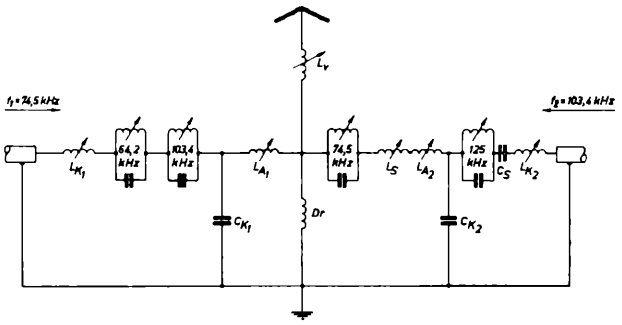


Bild 8. Grundsätzliches Schaltbild der Doppelspeisung der Dreieckflächenantenne von Telefunken

Antennenverlängerungsspule vorgeschaltet. Die HF-Drossel *Dr* dient zur Ableitung der statischen Antennenaufladungen.

Für die Fußpunktimpedanz der Dreieckflächenantenne wurden folgende Meßwerte ermittelt:

für 74,5 kHz: $(2{,}05 - j \cdot 320)$ Ohm,
für 103,4 kHz: $(3{,}13 - j \cdot 215)$ Ohm.

Bei 60 kW Antennenkreisleistung je Sender treten dann Antennenströme von 171 und 138 A je Frequenz auf. Unter der Annahme einer effektiven Antennenhöhe von etwa 100 m berechnen sich die Strahlungswiderstände zu:

$$R_{S_1} = \sim 1{,}0 \text{ Ohm für } 74{,}5 \text{ kHz},$$
$$R_{S_2} = \sim 1{,}9 \text{ Ohm für } 103{,}4 \text{ kHz}.$$

Da die Erd- und Spulenverlustwiderstände der beiden Antennenkreise nur 1,05 bzw. 1,23 Ohm betragen, ist der Erdwiderstand wesentlich kleiner als 1 Ohm und dürfte bei 0,5 Ohm liegen.

Von den vier Sperrkreisen wird der im sehr niederohmigen Antennenkreis liegende Sperrkreis für 74,5 kHz am stärksten belastet. Bei je 60 kW Oberstrichleistung der beiden Sender treten am Sperrkreiskondensator eine Spannung von 60 kV und ein Strom von 356 A auf. Wegen der sehr hohen Blindleistung von rd. 15 000 kVA ist eine Kondensatorbatterie von 440 Wulstrand-Scheibenkondensatoren zu je 4000 pF erforderlich.

Die von C. Lorenz gelieferten Antennenabstimmittel für die Doppelspeisung der zweiten Dreieckflächenantenne sind ebenfalls nach der X_K-Methode geschaltet und enthalten Sperrkreise für 46,25 kHz, 64,2 kHz und 77,5 kHz.

c) Das Erdnetz

Um jedes der sechs Antennenhäuser ist ein Erdnetz strahlenförmig in etwa 20 bis 30 cm Tiefe unter der Erdoberfläche ausgelegt, das aus 100 feuerverzinkten Eisenbändern von $25 \times 2{,}5\ mm^2$ Querschnitt besteht. Der Erdnetzradius beträgt bei den drei kleineren T-Antennen rd. 125 m und bei der größeren Dreieckflächenantenne im Mittel etwa 250 m. Die sechs Erdnetze sind an ihren Überschneidungslinien durch feuerverzinkte Eisenschienen von $40 \times 4\ mm^2$ Querschnitt elektrisch miteinander verbunden und wirken daher praktisch wie eine einzige große Metallfläche als Gegengewicht zu den sechs Antennen. Die Gesamtlänge der Erdbänder beträgt etwa 82 km und ihr Gesamtgewicht rd. 40 t. Auf diese Weise konnte der sehr geringe Erdwiderstand von etwa 0,5 Ohm erzielt werden.

IV. Das Dieselhaus

Die zentrale Stromversorgungsanlage verfügt über drei 20-kV-Umspanner mit einer Leistung von je 500 kVA. Die Sender werden entweder über die Sammelschiene I aus dem Drehstromnetz oder über die Sammelschiene II aus der Netzersatzanlage gespeist. Beide Sammelschienen sind durch einen Hauptkuppelschalter für kurzzeitigen Synchronbetrieb des Netzes mit der Ersatzstromanlage parallel schaltbar. Für jedes Senderhaus ist ein Gruppenhauptabzweig zur wahlweisen und unabhängigen Speisung der Sender aus dem Drehstromnetz oder aus der Netzersatzanlage vorgesehen. Die Hoch- und Niederspannungsschalter sind auf einer Steuertafel mit Blindschaltbild übersichtlich angeordnet. Die 380-Volt-Schaltanlage enthält für jeden Sender ein eigenes Abzweigfeld. Mit ferngesteuerten Gruppenschaltern kann das Senderpersonal bei Gefahr die Sender spannungsfrei schalten.

Zur Deckung des Ersatzstrombedarfs reichen zwei Dieselaggregate gleicher Bauweise mit einer Generatorleistung von je 275 kVA aus, da bei Netzausfall die Sender nur mit halber Leistung weiter betrieben werden. Die technischen Einrichtungen des Dieselhauses werden Ende 1953 in Betrieb genommen.

C. Die Abwicklung der Funkdienste

Die Langwellensender der Funksendestelle Mainflingen werden für den Funktelegraphiedienst nach den Ländern Europas und für die Ausstrahlung von Funknachrichten an mehrere Empfänger eingesetzt. Im Europa-Funkverkehr auf Langwelle werden z. Z. über die Funksendestelle Mainflingen Funklinien nach Belgrad, Barcelona, Madrid, Lissabon und Helsinki betrieben. Hierbei werden die Telegraphiesender von den Betriebszentralen der Telegraphenämter Frankfurt a. Main und Hamburg aus über Tastleitungen nach dem Schnellmorseverfahren (A 1) getastet. In der letzten Zeit konnten monatlich etwa 18 000 bis 22 000 Telegramme auf den Langwellen abgesetzt werden. Ferner wurden auf der Funklinie nach Helsinki erfolgreiche Fernschreibversuche nach dem Frequenzumtastverfahren (F 1) durchgeführt. Zur Beschränkung der HF-Bandbreite wurde ein Frequenzhub von nur $\pm$ 100 Hz angewandt im Gegensatz zu den im Kurzwellenbereich üblichen Frequenzhüben von 350 bis 425 Hz. Da die Fernschreibzeichen nach dem 5er-Code-System mit einer Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Bd (25 Hz Tastfrequenz) übertragen werden, beträgt bei einem Frequenzhub $\Delta f = 100$ Hz der Modulationsindex der F 1-Tastung $m = \frac{\Delta f}{ft} = 4{,}0$. Zur einwandfreien Übertragung der Fernschreibzeichen müssen hierbei die durch den F 1-Tastvorgang erzeugten Seitenfrequenzen bis zur 6. Ordnung berücksichtigt werden. Dies entspricht einer HF-Bandbreite von 300 Hz. Das Funkfernschreibverfahren besitzt gegenüber dem Schnellmorseverfahren den großen betrieblichen Vorteil, daß man am Empfangsort die Nachrichten auf Lochstreifen aufnehmen und auf dem Drahtwege unmittelbar weiterleiten kann, während der Morseverkehr auf dem Funkwege ein doppeltes Umtelegraphieren erfordert. Ein weiterer Vorteil der Frequenzumtastung besteht in der Anwendung des Duoplexverfahrens, bei dem zwei Fernschreibkanäle über einen Langwellensender gleichzeitig übertragen werden können. Die Anwendung des F 1-Tastverfahrens auf die Langwellen-Telegraphiesender erscheint daher sehr aussichtsreich.

Ferner werden über die Langwellensender der Funksendestelle Mainflingen folgende Funkdienste zur Übermittlung von Nachrichten an mehrere Empfänger nach dem Tastverfahren von Siemens-Hell abgewickelt:

1. Bundes-Presse- und Informationsamt, Bonn (PIA),
2. Dimitag, Bonn (Dienst mittlerer Tageszeitungen),
3. Sport- und Informationsdienst, Düsseldorf (SID),
4. Deutscher Sportverlag, Köln (DSV).

Die Nachrichtenagenturen versorgen über diese Funkdienste ihre Zeitungsbetriebe auf schnellstem Wege mit den neuesten Pressemeldungen.

Schrifttumsverzeichnis

[1] *W. Hüter:* Hochfrequenz-Isolatoren für große Sendeleistungen. Funk und Ton 1947, S. 281—294 und 1948, S. 8—18.

[2] *E. Meinel* und *C. Zieger:* Die wichtigsten Verfahren der Sendermeßtechnik. Der Fernmelde-Ingenieur 1944, Heft 1/2, S. 23—27 und 31—34.

[3] *H. Thielke:* Mehrfachausnutzung einer Sendeantenne. Technische Hausmitteilungen des NWDR 1950, S. 231—234.

[4] *E. Frommer:* Einführung in die Funk-Telegrafie. Fernmelde-Praxis 1950 und 1951.

Ein einfaches Verfahren zur Beobachtung von mehrfachen Ausbreitungswegen an Telegraphiesignalen

Von Dr. B. Beckmann, *Darmstadt*
(Mitteilung aus dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt)

DK 621.396.826

Für Schnelltelegraphie, insbesondere für die modernen Funkfernsprech- und Fernschreibverfahren sowie für die drahtlose Übertragung genauester Zeitzeichen, ist es wesentlich, daß man den Übertragungsweg der Wellen kennt und insbesondere ermitteln kann, ob gleichzeitig verschiedene Wege mit verschieden langer Wellenlaufzeit bei einer bestimmten Sendung vorkommen.

Der Verfasser hat ein besonders einfaches Verfahren entwickelt, mit dessen Hilfe es ohne weitere Hilfsmittel (außer einem normalen Oszillographen) möglich ist, Aussagen über die Ausbreitungswege zu machen. Wir sind in der Lage, dies Verfahren erstmalig veröffentlichen zu können.

Betrachtet man die Feldstärkeschwankungen unmodulierter Telegraphiezeichen mit einem Elektronenstrahl-Oszillographen, so fallen als besonders charakteristisch zeitweise auftretende Verformungen am Anfang und Ende der Zeichen auf. Am besten beobachtet man diese Erscheinungen in der Zwischenfrequenz des Empfängers. Abb. 1 a und b läßt am Anfang und Ende über die mittlere Amplitude hervorragende Spitzen erkennen, während in Abb. 1 c am Anfang und Ende im Vergleich zur mittleren Amplitude kleine Wülste sichtbar sind. Wie in Abb. 2 gezeigt wird, ist dieses Verhalten durch das gleichzeitige Vorhandensein von mehrfachen Ausbreitungswegen zu erklären (1 und 7*)). Daß Mehrfachreflexionen an der Ionosphäre möglich sind, sei zunächst als bekannt vorausgesetzt. Es wird weiter unten noch näher darauf eingegangen. In Abb. 2 ist angenommen, daß das Telegraphiesignal am Empfangsort auf zwei verschiedenen Wegen mit den Amplituden $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ und einer Laufzeitdifferenz Δt eintrifft. Letztere ist dabei wesentlich kleiner als die Dauer des Telegraphiezeichens (hier als 1 : 6 angenommen, z. B. $\Delta t = 2$ Millisekunden, Dauer des Zeichens 12 Millisekunden für Schnellmorse). Das auf dem zweiten Weg kommende Zeichen trifft also am Empfangsort ein zu einer Zeit, wo das Primärsignal noch nicht abgeklungen ist, d. h. innerhalb einer gewissen Zeit interferieren beide Zeichen miteinander. Das Ergebnis dieses Interferenzvorganges ist in Abb. 2c und d für zwei verschiedene Phasendifferenzen dargestellt. Am Anfang ist zunächst die Amplitude $\mathfrak{A}$ sichtbar. Nach der Zeit $\Delta t = t_2 - t_1$ sieht man infolge der Interferenz einen Amplitudensprung. Am Ende des Primärzeichens zur Zeit t_3 ist noch für eine Zeitdauer $\Delta t = t_4 - t_3 = t_2 - t_1$ die Amplitude $\mathfrak{B}$ des auf dem zweiten Weg eintreffenden Zeichens sichtbar. Die Interferenzamplitude ist $\mathfrak{C} = \mathfrak{A} + \mathfrak{B} = C \cdot e^{i\phi_C}$ mit $C = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos \Delta\phi}$ und $\operatorname{tg}\phi_C = A \sin\phi_A \pm B \sin\phi_B / A \cos\phi_A \pm B \cos\phi_B$. ($\phi_A$, ϕ_B Phasenlage der beiden Zeichen, $\Delta\phi = \phi_A - \phi_B$ Phasendifferenz, ϕ_C resultierende Phase). Die Zeichnung Abb. 2c, d erfolgte für $\Delta\phi = 75^0$ und 160^0. Der zweite Fall entspricht etwa den Oszillogrammen Abb. 1 a und b, der erste dem Oszillogramm Abb. 1 c. Infolge dauernd vorhandener geringer Wegänderungen in der Ionosphäre ist auch die Phasenlage dauernd veränderlich, d. h. im mittleren Teil des Signals ist ein charakteristischer Interferenzschwund zu beobachten.

*) Zahlen siehe Literaturangaben.

Die Laufzeitdifferenz für die beiden Ausbreitungswege kann sowohl am Anfang als auch am Ende des Zeichens aus den Zeiten der Amplitudensprünge ermittelt werden. Die Amplitudensprünge am Anfang seien als „Vorläufer", die am Ende als „Nachläufer" der mittleren Interferenzamplitude bezeichnet. Der Verfasser hat vor achtzehn Jahren in seiner Dissertation (1) mit Hilfe eines besonderen Kippgerätes, das für die Zeitablenkung der Braunschen Röhre so eingestellt werden konnte, daß entweder am Zeichenanfang nach Erreichen einer bestimmten Amplitude oder am Zeichenende bei Abfall der Amplitude die Auslösung des Kippvorganges erfolgte, die mehrfachen Ausbreitungswege beobachtet und ihre Laufzeitdifferenzen gemessen. Abb. 3a und b zeigen mit der erstgenannten Einstellung des Kippgerätes beobachtete Telegraphiezeichen eines amerikanischen Senders auf etwa 10 MHz. Die Zeitachse läuft nach Auslösung des Kippvorganges durch den Signalanfang von rechts nach links. Man sieht am Ende als Nachläufer die Amplituden des zweiten bzw. dritten Weges. Der Elektronenstrahl war über den Wehneltzylinder der Braunschen Röhre mit 1000 Hz in der Helligkeit moduliert. Der Abstand zweier Aufhellungen in den Nachläufern entspricht dann einer Laufzeit von einer Millisekunde. Auswertung: Abb. 3a, 2 Nachläufer = 3 Ausbreitungswege, Δt = 2—3 msec., Abb. 3b, 1 Nachläufer = 2 Ausbreitungswege, Δt = 5 msec.

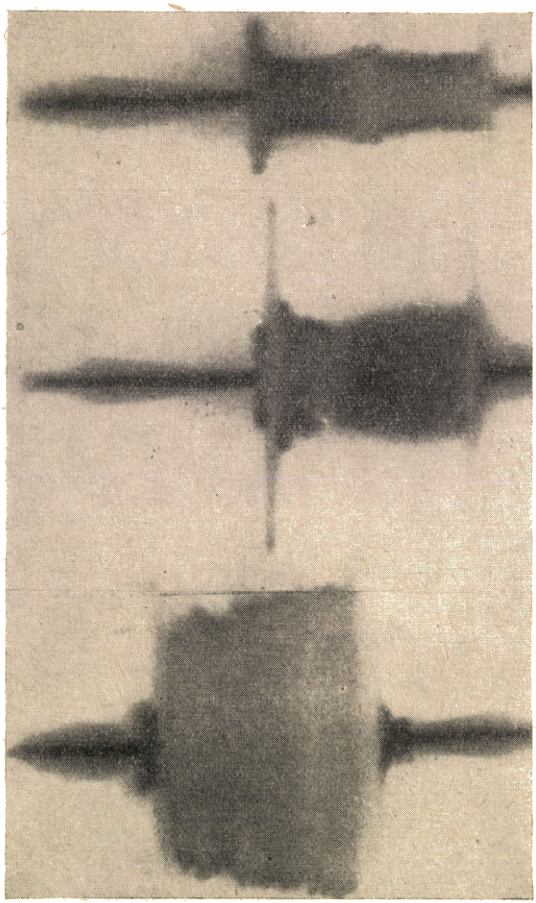


Abb. 1
Oszillogramme von unmodulierten Telegraphiezeichen in zeitlicher Folge a) bis c). Verstärkte ZF des Empfängers an vertikale Ablenkplatten. Horizontal von Hand synchronisierte Zeitablenkung.

Die Benutzung des erwähnten Kippgerätes erfordert einigen Aufwand und bei der Durchführung der Aufnahmen etwas Geduld, da die Auslösung des Kippvorganges auch vom Interferenzschwund abhängig ist. Es soll nun im folgenden ein Verfahren beschrieben werden, das eine wesentlich einfachere und leichtere Beobachtung der Mehrfachwege gestattet, bei dem allerdings auf eine genaue Messung der Laufzeitdifferenzen verzichtet werden muß. Wie weiter unten noch ausgeführt wird, ist es für manche betrieblichen Zwecke praktisch, ein Gerät zu besitzen, das das Auftreten von Mehrfachwegen anzeigt, ihre Zahl erkennen läßt

und eine Abschätzung zuläßt, ob die Laufzeitdifferenzen sehr kurz oder von längerer Dauer sind. Dieses Verfahren ist deshalb sehr einfach, weil es unabhängig von einer Synchronisierung arbeitet. Die Zwischenfrequenz des Empfängers wird nach entsprechender Verstärkung mit einer Phasenverschiebung von annähernd 90° auf die vertikalen und horizontalen Ablenkplatten der Braun-

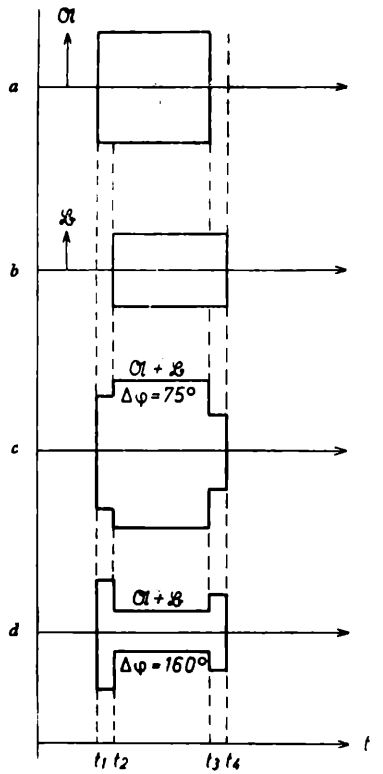


Abb. 2 a—d
Erläuterung der Interferenzerscheinungen an Telegraphiezeichen. Beispiel mit 2 Ausbreitungswegen. Mit Laufzeitdifferenz Δt nacheinander eintreffende Amplituden 𝔄 und 𝔅.

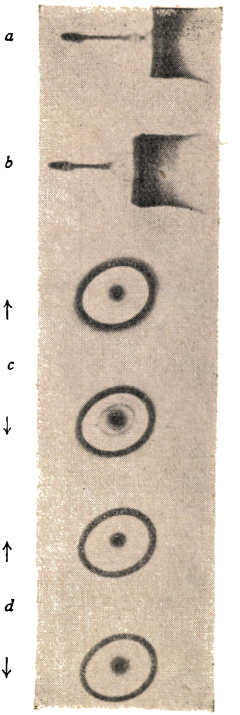


Abb. 3
Messung von Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegausbreitung an Telegraphiesignalen (W1B auf etwa 10MHz) mit einem Spezialkippgerät, das die Auslösung der Zeitablenkung mit Beginn des Zeichens (hier von rechts nach links) ermöglicht. a) 2 Nachläufer = 3 Wege. b) 1 Nachläufer = 2 Wege. Helligkeitsmodulation mit 1000 Hz. Abstand zweier Aufhellungen in den Nachläufern = 1 Millisekunde. c) Telegraphiezeichen, b) gleichzeitig nach dem „Ringbeobachtungsverfahren". ZF an beide Plattenpaare mit Phasendifferenz 90°. d) dasselbe Zeichen ohne Nachläufer, d. h. nur 1 Ausbreitungsweg.

schen Röhre gegeben. Die Amplituden des Zeichens bilden sich dann als Kreise bzw. Ellipsen ab, während die Tastpausen als Punkt in der Mitte erkenntlich sind. Letzterer bleibt immer in seiner Lage erhalten, während die „Ringe" (Kreise oder Ellipsen) entsprechend den Interferenzen zeitliche Schwankungen zeigen. Das Telegraphiesignal Abb. 3b sieht man nach dieser Methode gleichzeitig beobachtet in Abb. 3c. Der kleine innere, etwas lichtschwächere Ring zeigt den Nachläufer, den zweiten Ausbreitungsweg, und zwar entspricht der Radius der Amplitude. Der vorhergehende Teil des Zeichens ist durch den äußeren hellen Ring dargestellt. Die Interferenzamplitude entspricht hier gerade der

Amplitude des Primärzeichens, denn ein Vorläufer als dritter Ring ist nicht vorhanden. Dieser Fall ist gegeben bei einer Phasendifferenz $\Delta\phi = \pm$ arc cos B/2A. In diesem Falle ist nach der oben erwähnten Formel zur Berechnung der Interferenzamplitude C = A. Ähnliche Überlegungen gelten bei mehreren Ausbreitungswegen. Ist der Vorläufer gerade auf diese Weise unterdrückt, ist die Zahl der Ringe geradzahlig (bei einem Ausbreitungsweg in Abb. 3c gleich 2). Bei anderen Phasenlagen erscheint auch der entsprechende Vorläufer und die zu beobachtende Ringzahl ist ungeradzahlig (bei zwei Wegen 3 Ringe). Abb. 3d zeigt denselben Sender mit nur einem Ausbreitungsweg.

Bei der Beobachtung sind die Nachläufer von den Vorläufern immer deutlich zu unterscheiden, da erstere mehr aus dem Mittelpunkt herauswachsen, während die letzteren sich mehr um die Interferenzamplitude, den hellsten Ring gruppieren. In Abb. 4 sind die verschiedenen geschilderten Fälle an einem weiteren Beispiel in zeitlicher Folge gegenübergestellt. Es handelt sich um den Sender DFL 26 auf einer Frequenz 11 125 KHz, beobachtet im FTZ Darmstadt. Auswertung der Abb. 4:

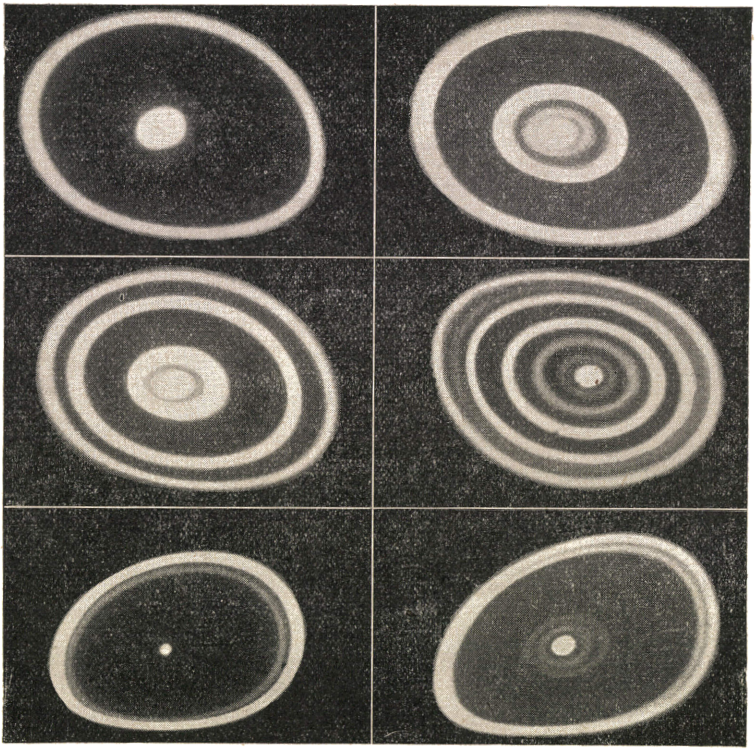


Abb. 4

Beispiel für die Auswertung von „Ringbeobachtungsbildern". (Sender Bonames DFL 26, 11 125 KHz, Beobachtungsort Darmstadt). a bis d Aufnahmen in zeitlicher Folge bei 1 bis 4 Ausbreitungswegen. a) 1 Ring = 1 Ausbreitungsweg, b) 3 Ringe = 3 Ausbreitungswege, c) 3 Ringe = 2 Ausbreitungswege, d) 6 Ringe = 4 Ausbreitungswege

Abb. 5

Südamerikanischer Telegraphiesender PPU auf 19255 MHz. a) 1 Weg, b) 3 Wege. Sehr lichtschwache Nachläufer entsprechend sehr kleinen Laufzeitdifferenzen (< 1 msec).

Bei Abb. 4b fällt der in Abb. 4c sichtbare Vorläufer (äußerster Ring) auf Grund der Phasenlage gerade mit der Interferenzamplitude zusammen. Der innerste Ring der Abb. 4b, d. h. der dem dritten Weg entsprechende Nachläufer, ist wesentlich lichtschwächer als der ihn umgebende, dem zweiten Weg entsprechende Nachläufer. Das bedeutet, daß die Laufzeitdifferenz des dritten Weges wesentlich kürzer ist als die des zweiten. Der zugehörige Vorläufer ist in Abb. 4b durch die Phasenlage unterdrückt. In Abb. 4d wird er jedoch sichtbar als schwächerer Ring zwischen den beiden äußeren hellen Ringen. Mit wachsender Amplitude der Nachläufer erhöht sich hier ihre Zahl um eins. Ein weiterer zu der Gruppe der lichtschwächeren Ringe gehöriger Nachläufer deutet einen vierten Ausbreitungsweg bei ebenfalls kürzerer Laufzeitdifferenz an. Der zugehörige Vorläufer ist nicht sichtbar. Er ist gerade durch einen der äußeren Ringe verdeckt. Man sieht aus diesem Beispiel, daß für die Beobachtung am besten die Nachläufer geeignet sind, d. h. also die innere Ringgruppe.

Abb. 5 zeigt die Aufnahme eines südamerikanischen Senders PPU auf 19255 KHz. Man erkennt zwei sehr lichtschwache Nachläufer, d. h. es existieren im ganzen 3 Wege mit sehr geringen Laufzeitdifferenzen. Vorläufer sind andeutungsweise zu sehen, vermutlich als zeitliche Summe beider, d. h. in der Amplitude zusammenfallend. Diese lichtschwachen Ringe entsprechen Laufzeitdifferenzen von weniger als 1 msec, wie man mit dem eingangs erwähnten Verfahren feststellen kann. Die helleren Nachläufer der Abb. 4 entsprechen Differenzen von mehreren msec.

Bei frequenzgetasteten Telegraphiesendern werden je nach Bandbreite des AM-Empfängers zwei verschiedenen Schwund zeigende Ringe sichtbar, die den beiden Frequenzlagen entsprechen. Stellt man nun den Empfänger so ein, daß die eine Frequenz außerhalb der Bandbreite des Empfängers liegt (Flankendemodulation), zieht sich der eine Kreis zu einem Punkt zusammen und man kann jetzt in derselben Weise wie bei amplitudengetasteten Telegraphiesendern die Mehrfachwege als Ringsysteme beobachten. Es ist darauf zu achten, daß bei sehr schmaler Bandbreite durch Einschwingvorgänge der Filter zusätzlich Ringe auftreten können, die jedoch im Vergleich zu den durch Mehrfachwege hervorgerufenen Ringe konstant und sehr lichtschwach erscheinen und bei ihrer Berücksichtigung eine Auswertung des Bildes nicht stören.

Bei tonmodulierten Telegraphiesignalen kann das geschilderte Beobachtungsverfahren ebenfalls angewandt werden. Abb. 6a zeigt einen Teil eines 100%ig modulierten Telegraphiezeichens (Oslo auf etwa 10 MHz), Abb. 6b denselben Teil bei Hinzutreten eines zweiten Ausbreitungsweges. Die Aufnahme wurde mit dem eingangs erwähnten Spezialkippgerät gemacht, das auf Synchronisierung am Ende des ersten Modulationszackens eingestellt war. Die Zeitachse läuft dabei von rechts nach links. Man erkennt deutlich an jedem Modulationszacken den Vor- und Nachläufer sowie den mittleren Interferenzteil. Abb. 7a zeigt ein nach der „Ringmethode" beobachtetes moduliertes Telegraphiesignal ohne Mehrfachwege. Man erkennt an der Schwärzung die Modulationstiefe. In Abb. 7c sieht man ein tonmoduliertes Telegraphiesignal bei 2 bis 3 Ausbreitungswegen und verschiedenen Interferenzlagen (Osaka bei etwa 10 MHz). Man erkennt

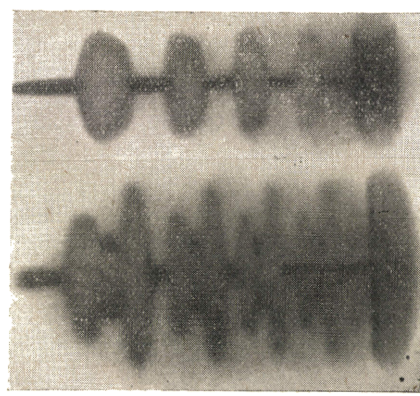


Abb. 6
Teil eines tonmodulierten Telegraphiesignals, a) bei 1 Weg-, b) bei 2 Wegeausbreitung, aufgenommen mit dem Spezialkippgerät.

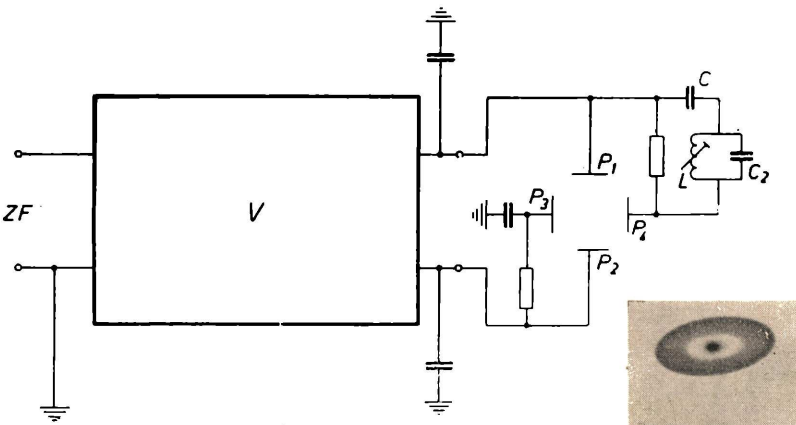


Abb. 8
Schaltung zur Erzeugung der Phasenverschiebung. P_1, P_2 vertikale Ablenkplatten der Braunschen Röhre, P_3 und P_4 horizontale Ablenkplatten. C_1 30 pF, L C_2, Resonanzkreis für ZF.

innerhalb der durch die Modulation hervorgerufenen allgemeinen Schwärzung das Ringsystem der Vor- und Nachläufer.

Es wurde vorstehend das Grundsätzliche eines Beobachtungsverfahrens geschildert, das in einfacher Weise die Feststellung der Zahl der Ausbreitungswege ermöglicht und auch Unterschiede in den Wegdifferenzen erkennen läßt. Die zur Erzeugung der erforderlichen Phasendifferenz zwischen der am horizontalen und vertikalen Plattenpaar der Braunschen Röhre liegenden Zwischenfrequenzspannung verwendete Schaltung ist in Abb. 8 wiedergegeben. Die vertikalen Ablenkplatten P_1 und P_2 sind mit dem Ausgang der Gegentakt-Endstufe des Oszillographenverstärkers V verbunden. Diese Spannung wurde phasenverschoben auch auf das horizontale Plattenpaar gegeben (P_3 und P_4). Die Phasenverschiebung wurde durch einen mit einer kleinen Kapazität C_1 angekoppelten Resonanzkreis C_2L, der auf die Zwischenfrequenz abgestimmt ist, erreicht. Der erforderliche Aufwand ist also äußerst gering.

Zum Schluß soll noch auf die praktische Bedeutung der Beobachtung von Mehrfachwegen für den Funkbetrieb kurz eingegangen werden. Als Grenzfrequenz bezeichnet man bekanntlich die jeweils höchste an der Ionosphäre reflexionsfähige Frequenz. Ihre Abhängigkeit von der Ionisierung und der Entfernung Sender—Empfänger übersieht man leicht durch folgende einfache Formel: $f_g = C\sqrt{N}\,M$, worin C eine Konstante, N der Ionisierungsgrad und $M > 1$ der sogenannte Umrechnungsfaktor der senkrecht (Sender und Empfänger unmittelbar benachbart) gemessenen Grenzfrequenz auf die Übertragungsentfernung bedeuten. Die Ionisierung ist bekanntlich am Tage größer als nachts, da sie hauptsächlich durch Wellenstrahlungen der Sonne hervorgerufen wird. Dementsprechend ist auch die Grenzfrequenz am Tage größer als nachts. Bei konstant angenommener Ionisierung liegt

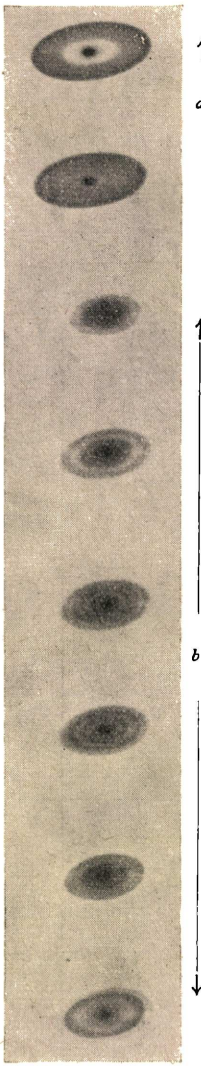


Abb. 7
a) Tonmoduliertes Telegraphiezeichen ohne Mehrfachwege nach der „Ringbeobachtungsmethode". b) dasselbe Zeichen mit 2 bis 3 Ausbreitungswegen bei verschiedener Interferenzlage.

die Grenzfrequenz um so höher, je flacher der Einfallswinkel der vom Sender ausgehenden Strahlung in die Ionosphäre ist, d. h. je weiter Sender und Empfänger voneinander entfernt sind. Dieses wird durch den Umrechnungsfaktor M ausgedrückt, dessen Werte etwa zwischen 1 und 3 liegen und mit wachsender Entfernung zunehmen. Die obere Grenze ist dabei durch die Erdkrümmung gegeben. Für eine Entfernung von etwa 3000 km und eine Reflexionshöhe von 300 km ist der Strahlenverlauf zur Erdoberfläche fast tangential. Man bezeichnet diese Entfernung deshalb als maximale Sprungentfernung. Größere Entfernungen können mit einem Sprung nicht überbrückt werden.

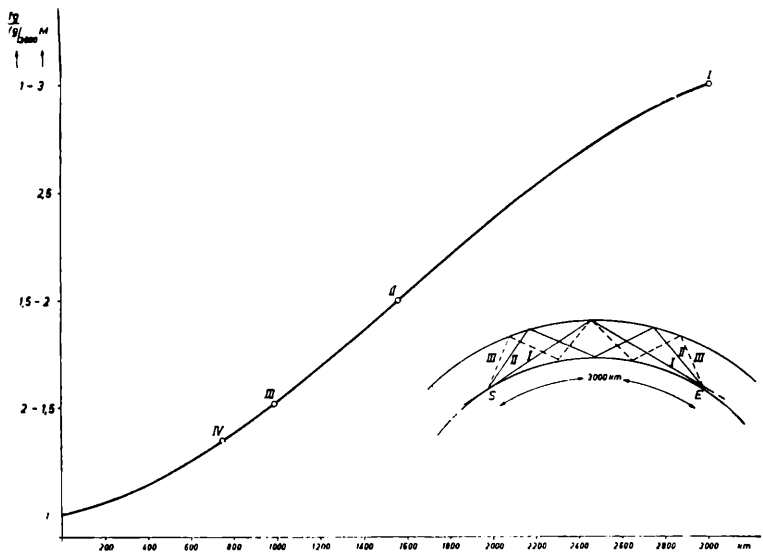


Abb. 9

Darstellung der Grenzfrequenzreserve f_g/f_{g3000} bei Mehrfachwegen für die rechts schematisch dargestellte Funkverbindung bei gegebener Entfernungsabhängigkeit des Umrechnungsfaktors M.

Nehmen wir jetzt an, es sei zu einer Zeit die kurz nach Sonnenaufgang senkrecht gemessene Grenzfrequenz der F_2-Schicht 4 MHz und die Abhängigkeit des Umrechnungsfaktors M sei zu diesem Zeitpunkt durch die in Abb. 9 gezeichnete Kurve dargestellt. Betrachten wir eine Funkverbindung in 3000 km Entfernung, wie sie rechts in Abb. 9 schematisch dargestellt ist. Die Betriebsfrequenz sei 12 MHz. Wie man aus der Kurve sieht, ist unter den geschilderten Umständen gerade eben der Strahlenweg I möglich, denn 12 MHz ist in dieser Entfernung die gerade noch reflexionsfähige Grenzfrequenz. Die linke Skala der Abb. 9 gibt an, in welchem Verhältnis die Grenzfrequenz f_g in den kleineren Entfernungen zur Grenzfrequenz in 3000 km steht (f_{g3000}). Steigt nun mit zunehmenden Sonnenstand der Ionisierungsgrad auf den 2,25fachen Wert, so erhöht sich die Grenzfrequenz 1,5fach. Aus der f_g/f_{g3000}-Skala sieht man, daß unter diesen Umständen eine Sprungentfernung von 1500 km möglich wird, d. h. es tritt jetzt am Empfangsort der Strahlenweg II, die Doppelreflexion hinzu. Für den Strahlenweg I liegt die Grenzfrequenz ebenfalls 1,5fach höher. Das bedeutet im Hinblick auf zeitliche Schwankungen der Ionisation eine erhebliche Grenzfrequenzreserve. Tritt noch der Strahlenweg III hinzu, so bedeutet das einen Grenzfrequenzanstieg auf den doppelten Wert bei Beginn der Betrachtung.

Es nimmt also allgemein die „Grenzfrequenzreserve" einer Verbindung mit wachsender Reflexionszahl zu und damit ihre Stabilität. Nach Sonnenuntergang bei absinkender Ionisierung verschwinden in rückwärtiger Folge die Mehrfachwege, bis kurz vorAbreißen der Verbindung nur noch der flachste allein übrig ist. (Von dem kurzzeitigen Auftreten der sog. Fernstrahlung sei hier abgesehen.) Mit einiger Erfahrung kann man auf diese Weise feststellen, wieweit man noch von diesem Zeitpunkt des Aussetzens der Verbindung entfernt ist bzw. wie rasch man sich diesem nähert. Die Beobachtung könnte dann auch eine gute Hilfe darstellen für die vorzeitige Beantwortung der Frage, ob und innerhalb welcher Zeit ein Frequenzwechsel erforderlich ist.

Besonders interessant ist noch die Tatsache, daß nach diesem Verfahren auch in Sendernähe Reflexionen beobachtet wurden auf Frequenzen weit oberhalb der normalen Grenzfrequenz der Ionosphäre. Um einen solchen Fall handelt es sich bei den Aufnahmen der Abb. 4. 11125 MHz überschreitet bei weitem die Grenzfrequenz der Entfernung Frankfurt (Bonames)—Darmstadt. Es handelt sich hier vermutlich um das sogenannte „backscattering", d. h. der Wellenstrahl wird in der in Abb. 10 gezeichneten Weise von der F-Schicht der Ionosphäre kommend im E-Gebiet der Ionosphäre oder am Erdboden gestreut und in sich zum Sendeort zurückreflektiert (2 bis 7). In jedem Falle ist die F-Schicht beteiligt, d. h. diese Rückstrahlung ist geeignet, Aufschlüsse über den Empfang des betreffenden Senders zu geben, wenn für die Beobachtungen in unmittelbarer Nähe des Senders ebenfalls eine Richtantenne benutzt wird. Man darf vermuten, daß eine große Zahl von Reflexionen einer kleinen toten Zone, eine geringe Zahl größeren toten Zonen entspricht und das Ausbleiben der Rückwärtswege keine Empfangsmöglichkeit bedeutet. Ob diese Vermutungen zutreffen, muß durch praktische Versuche im Betrieb festgestellt werden. Sollte es der Fall sein, so könnte man sogar nach dem beschriebenen Verfahren die Empfangsbedingungen unmittelbar am Sendeort kontrollieren, was besonders für Blindsendungen bedeutungsvoll wäre.

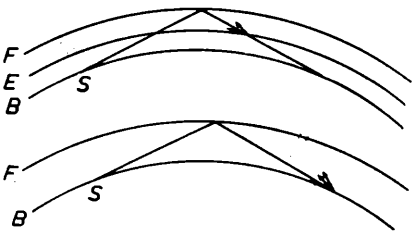


Abb. 10
Rückstreuung vom Erdboden und aus dem E-Gebiet der Ionosphäre, die eventuell eine Beobachtung der Ausbreitungsverhältnisse vomSendeort aus ermöglicht.

Literatur

1. B. Beckmann: Messungen der Ionosphäre an Telegraphiezeichen. Dissertation Universität Berlin 1936.
2. W. Dieminger: The scattering of radio waves. Proc. Phys. Soc. **64** 1951, S. 142.
3. O. G. Villard j. und E. M. Peterson: Instantaneous prediction of radio transmission paths. Q. S. T. März 1952. S. 11.
4. W. Dieminger: Streu-Erscheinungen bei Mehrfachreflexion zwischen Erde und Ionosphäre. Die Naturwissenschaften **34** 1947, 88.
5. T. L. Eckersley: Scattering of wireless in the ionosphere. Nature **143** 1939, 33.
6. B. Beckmann, W. Menzel und F. Vilbig: Über streuende Reflexionen in der Ionosphäre. Telegraphen-Fernsprech-Funk- und Fernsehtechnik **28** 1939, 130.
7. B. Beckmann: Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Bücherei der Hochfrequenztechnik, Bd. 1. Herausgeber J. Zenneck, Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig, 1. Aufl. 1940, 2. Aufl. 1948.

(21616)